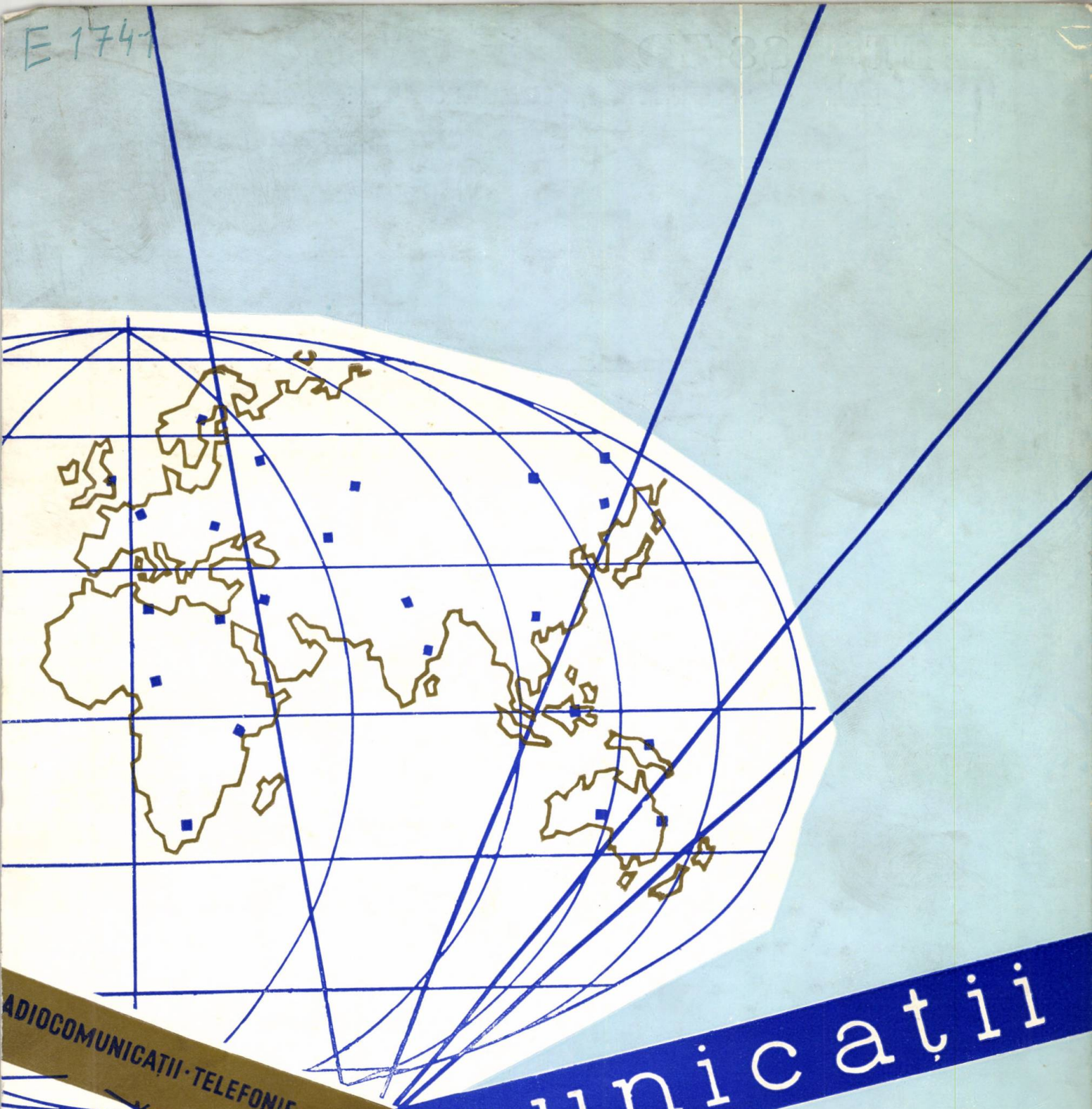
E 1741



RADIOCOMUNICAȚII · TELEFONIE ·

telecomunicații

TELEGRAFIE · TELEVIZIUNE · ELECTROACUSTICĂ

1964

1

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 8 ★ Nr. 1 ★ p. 1 — 48 ★ București ★ ianuarie — februarie 1964

KRET — 88 ZD

PERFORATOR PENTRU PRACTICAREA CANALELOR SUBTERANE

Agregatul KRET perforează în sol canale drepte orizontale, înclinate sau verticale cu diametrul de 88 mm sau 155 mm, în care se introduc apoi conducte de alimentare cu apă, conducte de evacuare a apei, conducte de gaz, cabluri telefonice, cabluri pentru instalațiile de forță și toate celelalte feluri de cabluri și conducte.

Agregatul este potrivit atît pentru soluri nisipoase, argiloase și prundișuri cît și pentru alte cîteva feluri de pămînturi. Agregatul KRET perforează solul pe sub îmbrăcămintea rutieră, terasamente de șosele, de autostrăzi, de căi ferate, terenuri pentru aeroporturi, piste de rulare etc.

El lucrează repede și eficient (de exemplu, viteza sa de pătrundere în sol argilos este de cca. 42 m/h) și are față de toate celelalte agregate de prelucrare a pămîntului, avantajul considerabil că suprafața solului nu are nimic de suferit în cursul întregului proces de perforare, astfel încît traficul rutier, feroviar și în general de suprafață nu este influențat.

Agregatul KRET este exportat în unele țări europene și de peste ocean.

Întreprinderea pentru comerț exterior „METALEXPORT"
VARȘOVIA, MOKOTOWSKA, 49

METALEXPORT
WARSZAWA

telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacția: București, Calea Griviței nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 8 Nr. 1 ianuarie–februarie

Comitetul de redacție

ing. I. ANDREESCU, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAIEȘ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în științe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor și Telecomunicațiilor, ing. B. IONIȚĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECȘULEA laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

C U P R I N S

Grigore, M.: **1964 — penultimul an al șesenalului**
Telecomunicații, București, **8** (1964), nr. 1, pag. 1–4

CZ 621.376

Cartianu, Gh.: **Condițiile generale de producere a oscilațiilor MF într-o rețea activă**

Se deduc expresiile generale ale variației amplitudinii instantanee și frecvenței instantanee ale unei rețele active, constituind un sistem oscilator în funcție de parametrii rețelei care se modifică în ritmul semnalului de modulație.

Se arată că orice modulator de fază introdus în bucla de reacție transformă modulația de fază într-o modulație de frecvență.

Telecomunicații, București, **8** (1964), nr. 1, pag. 5–10

CZ 621.396

Ionită, B.: **Pe marginea Conferinței administrative extraordinare de radiocomunicații spațiale (Geneva — 1963)**

Se arată perspectivele folosirii radiocomunicațiilor spațiale și se prezintă rezultatele conferinței.

Telecomunicații, București, **8** (1964), nr. 1, pag. 10–15

CZ 621.372

Postelnicu, P.: **Interpretarea atenuării de echilibrare a sistemelor diferențiale din circuitele telefonice, ca o atenuare de ecou**

Se propune utilizarea noțiunii de reflexie la deducerea formulei atenuării de echilibrare a sistemului diferențial. Se deduce o formulă generală a acesteia, în sensul unei atenuări compuse, care permite un calcul mai exact și o interpretare fizică utilă la studiul cuadripolilor în punte sau în X și al stabilității repetoarelor vocale.

Telecomunicații, București, **8** (1964), nr. 1, pag. 15–20

CZ 621.396.9

Roth, I.: **Telecomunicații prin sateliți artificiali ai pământului**

Articolul se referă la problemele generale privind telecomunicațiile prin sateliți artificiali ai pământului și la diverse tipuri de sateliți.

Se face descrierea instalațiilor folosite pentru transmisiunile prin satelitul „Telstar" și se prezintă considerații generale în legătură cu un sistem mondial de telecomunicații prin sateliți.

Telecomunicații, București, **8** (1964), nr. 1, pag. 21–33

CZ 621.396.62

Mihăilescu, E.: **Televizorul VS47–632A „Luchian"**

Se prezintă schema de principiu și detalii de funcționare ale televizorului „Luchian".

Se dau particularitățile constructive și o listă a materialelor electrice și a pieselor componente ale televizorului.

Telecomunicații, București, **8** (1964), nr. 1, pag. 33–37

CZ 621.395.7

Cruceru, C.: **Considerații constructive și tehnologice cu privire la torsadarea cablurilor telefonice urbane**

Se prezintă cîteva date constructive privitoare la cablurile urbane cu răsucire în cuarte, precum și o serie de formule cunoscute din teoria liniilor.

Telecomunicații, București, **8** (1964), nr. 1, pag. 38–43

Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R. P. R. – Redacția și Administrația: București, Calea Griviței nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 – 18.25.75. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor Calea Griviței nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B. R. P. R. Filiala „30 Decembrie". – Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. – Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. – Prețul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică Informația – București c. 5159

СОДЕРЖАНИЕ

Grigore, M.: **1964 год — предпоследний год шестилетнего плана.**
Telecomunicații, Бухарест, 8 (1964) № 1, стр. 1–4

ДК 621.376
Cartianu, Gh.: **Общие условия генерации СЧ колебаний в одной активной сети.**
Выводятся общие выражения колебания мгновенной амплитуды и мгновенной частоты одной активной сети, являющаяся колебательной системы в зависимости от параметров сети которые меняются в такте с модуляционным сигналом.
Показывается, что любой фазовый модулятор введенный в шлейфе реакции преобразует фазовую модуляцию в частотную модуляцию.
Telecomunicații, Бухарест, 8 (1964) № 1, стр. 5–10

ДК 621.396
Ioniță, B.: **Работы Административного внеочередного Совещания Пространственной Радиосвязи (Женева—1963),**
Указывается перспективы применения пространственных радиосвязей и сообщается результаты совещания.
Telecomunicații, Бухарест, 8 (1964) № 1, стр. 10–15

ДК 621.372
Postelnicu, P.: **Интерпретация уравновешивательного затухания дифференциальных систем телефонных цепей как затухание эхо.**
Предлагается применение понятия отражения для вывода формулы уравновешивательного затухания дифференциальной системы.
— Выводится общая формула этого затухания, в смысле сложного затухания, которая позволяет вести более точный расчет и полезную физическую интерпретацию в изучении мостовых или в X — четырехполюсникови и стабильности тональных усилителей.
Telecomunicații, Бухарест, 8 (1964) № 1, стр. 15–20

ДК 621.396.9
Roth, I.: **Связь с помощью искусственных спутников земли.**
Статья содержит общие вопросы связи с помощью искусственных спутников Земли и разные типы спутников Земли и разные типы спутников.
Описывается усртойства связи посредством спутника „Тельстар".
Telecomunicații, Бухарест, 8 (1964) № 1, стр. 21–33

ДК 621.396.62
Mihăilescu, E.: **Телевизор VS47—632 A „Лукиан".**
Представляется принципиальная схема и подробности работы телевизора „Лукиан".
Указывается на конструктивные особенности; прилагается список электрических материалов и составных деталей телевизора.
Telecomunicații, Бухарест, 8 (1964) № 1, стр. 33–37

ДК 621.395.7
Кручеру, С.: **Конструктивные и технологические соображения относительно окрутки городских телефонных кабелей.**
Представляется несколько конструктивных данных городских кабелей с окруткой квартами — а также, ряд известных из теории цепей формул.
Telecomunicații, Бухарест, 8 (1964) № 1, стр. 38–43

INHALTSVERZEICHNIS

Grigore, M. **1964, das vorletzte Jahr das sechsjährigen Planes**
Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964) H. 1, S. 1–4

DK. 621.376
Cartianu, Gh. **Allgemeine Bedingungen der Erzeugung frequenzmodulierter Schwingungen in einem aktiven Netzwerk.**
Die allgemeine Ausdrücke der Änderungen der augenblicklichen Amplitude und Frequenz eines schwingenden aktiven Netzwerkes sind abgeleitet als Funktionen der modulationsabhängigen Parameter des Netzes.
Es wird bewiesen, dass ein in einem Rückkopplungskreis eingefügten Phasenmodulator formt die Phasenmodulation in Frequenzmodulation um.
Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964) H. 1, S. 5–10

DK. 621.396
Ioniță, B. **Die Arbeiten der Ausserordentlichen Administrativen Konferenz für Raumfunkverbindungen.**
Es werden die Perspektiven der Benützung des Raumes für Fernverbindungen erörtert und die Ergebnisse der Konferenz vorgestellt.
Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964) H. 1, S. 10–15

DK. 621.372
Postelnicu, P. **Interpretation der Gabelfehlerdämpfung in den Fernsprechleitungen als eine Echodämpfung.**
Der Verfasser schlägt das Gebrauch der Vorstellung der Reflexion zur Festsetzung einer Formel für die Gabelfehlerdämpfung vor. Es wird eine allgemeine Formel abgeleitet, worin die Gabelfehlerdämpfung als Betriebsdämpfung betrachtet wird, die ein genaueres Rechnen erlaubt; aus dieser Formel kommt auch eine physikalische Interpretation vor, die zum Studium der Brückenvierpole und der Stabilität der Sprechleitungsverstärker verwendbar ist.
Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964) H. 1, S. 15–20

DK. 621.396.9
Roth, I. **Fernverbindungen mittels künstlicher Erdsatelliten**
Es werden die allgemeine Problemen der Fernverbindungen mittels künstlicher Erdsatelliten behandelt. Verschiedene Satellitentypen sind beschrieben: insbesonderen wird die Beschreibung der Einrichtungen für die Fernverbindungen durch „Telstar" abgegeben.
Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), H. 1, S. 21–33

DK. 621.396.62
Mihăilescu, E. **Der Fernsehempfänehr VS 47–632A „Luchian"**
Es werden das Prinzipschaltbild und die Funktioneinzelheiten des Fernsehers Luchian dargestellt. Die bautechnischen Besonderheiten werden behandelt und eine Liste der elektrischen Materialien und der hauptsächlichen Ersatzteile des Fernsehgerätes ist beigefügt.
Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964) H. 1, S. 33–37

DK 621.395.7
Cruceru, C.: **Bautechnische und technologische Betrachtungen über die Verdrehung der Ortskabel.**
Es werden konstruktive Hinweise, mit Rücksicht an den Vierer Ortskabeln, sowie auch eine Reihe von bekannten Formeln von der Theorie der Leitungen, vorgestellt.
Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964) H. 1, S. 38–43

telecomunicații

Anul VIII • nr. 1 • ianuarie—februarie 1964

1964 penultimul an al șesenalului

Ing. GRIGORE MARIN
Adjunct al Ministrului
Transporturilor și Telecomunicațiilor

Planul de șase ani se apropie de încheiere. În dezvoltarea telecomunicațiilor, ca și în orice alt domeniu al vieții noastre de stat, această perioadă se desfășoară sub egida desăvîrșirii construirii socialismului și are, așadar, drept sarcină fundamentală, asigurarea mijloacelor tehnice necesare acestei mari acțiuni. Industrializarea tot mai intensă a provinciei reclamă sporirea numerică a circuitelor interurbane, precum și îmbunătățirea condițiilor în care se scurge traficul interurban; totodată în fiecare oraș care se industrializează necesitățile de telefonie urbană cresc dintr-o dată, atrăgînd necesitatea unui progres calitativ în comutația telefonică locală. Revoluția culturală, parte integrantă a revoluției socialiste, însoțește și grăbește revoluția economică și socială în țara noastră și cere din partea telecomunicațiilor realizări multilaterale: telefonul nu este numai un prețios auxiliar al producției, ci și un aspect al confortului, așa că necesitățile de posturi telefonice de abonat cresc nu numai în București, ci în toate orașele și la sate; poșta și difuzarea presei au sarcini sporite și mai ales sarcina de a-și mări promptitudinea. În prima linie a mijloacelor de luptă, în revoluția culturală, se află radiodifuziunea și televiziunea, vocea și imaginea adresate întregii țări, ascultate și urmărite în toate orașele și satele. Mai ales televiziunea este așteptată cu nerăbdare în provincie.

Pe de altă parte specializarea și colaborarea între țările socialiste în cadrul CAER au ca efect creșterea volumului de schimburi între R.P.R. și țările vecine și totodată creșterea traficului telefonic, telegrafic și telex. Orientarea tot mai vădită spre o bună înțelegere în relațiile economice, manifestată de unele țări europene și extraeuropene, prilejuiește strîngerea relațiilor cu aceste țări și implicit justifică deschiderea de legături telefonice și radiotelegrafice directe cu ele. Publicul se interesează tot mai mult de evenimentele vieții internaționale și schimbul de programe de televiziune și de radiodifuziune sonoră între noi și alte țări este dorit din ambele părți. Sîntem obligați să asigurăm acestor legături un nivel tehnic calitativ corespunzător celui mondial, ceea ce nu se poate realiza fără echipament potrivit acestor cerințe.

Succesele înregistrate în anii ce au trecut trebuie consolidate. O simplă expunere de cifre n-ar putea ilustra adevărata stare de fapt, dacă n-am însoți-o de o analiză a cauzelor nivelului atins, a dificultăților și a perspectivelor.

Astfel, numărul de posturi telefonice automate a crescut de la cca. 140 000 în 1959 la 200 000 în 1963; numai în anul 1963 creșterea a fost de cca. 20 000 linii în centrală. Pentru anii următori se prevăd creșteri asemănătoare, care vor fi asigurate prin producția Uzinelor „Electromagnetica". În ultimii ani Uzinele „Electromagnetica" au

studiat şi realizat un nou prototip de aparat telefonic cu indici calitativi superiori. Echipamentul de centrală 7 D, care pînă în 1960 era importat, este produs acum în ţară, aşa că, începînd cu Baia Mare, în vara anului 1960, noile centrale automate sînt realizate integral cu echipament romînesc. Din 1960 pînă acum peste 20 de oraşe au căpătat centrale telefonice automate; numai în 1963 s-a automatizat telefonia urbană din Reşiţa, Roman, Focşani, Tg.Jiu, Rîmnicul Vîlcii, Cîmpina, Sinaia, Predeal. Acţiunea de automatizare urmăreşte necesităţile noi create de dezvoltarea oraşelor.

O problemă deosebită o constituie Capitala, unde cererile de telefoane au fost totdeauna cele mai numeroase şi mai presante. Printr-o inovaţie s-a reuşit să se depăşească limita echipamentului instalat în centrale fără a se crea o nouă treaptă de selecţie, dar azi sînt epuizate şi posibilităţile pe care le-a creat ea. În 1963 s-a pus în funcţiune ultima centrală care mai putea fi încadrată în actualul sistem (Bucureşti-Est); pînă în 1965 inclusiv, o dată cu realizarea centralei următoare, se va rezolva şi problema introducerii unei noi trepte de selecţie, permiţînd mărirea numărului de abonaţi pînă la cele mai largi necesităţi ale unui oraş cu 1,5 milioane locuitori.

Telefonia automată trece în prezent printr-o perioadă de revoluţie tehnică. Sistemul rotary mecanic, aplicat în ţara noastră, a fost pînă nu de mult ultima expresie a perfecţiunii tehnice în acest domeniu; acum, însă, au fost adoptate principii noi, care lasă să se întrevadă mari îmbunătăţiri în viitor : comanda electronică — mijloc de a mări viteza de efectuare a operaţiilor în centrală, atrăgînd după sine ideea folosirii organelor centralei în sistemul diviziunii de timp şi deci reducerii numărului lor; înlocuirea contactelor mecanice în aer liber prin contacte de metale nobile în gaz şi apoi prin elemente de comutaţie imobile electronice — căi prin care se reduce considerabil munca de întreţinere, făcînd posibilă într-o oarecare măsură descentralizarea echipamentului. În prezent aceste tehnici noi au încă de învins importante deficienţe, dar nu trebuie pierdute din vedere pentru viitor. Încă din 1962 la Piteşti a fost pusă în funcţiune o centrală telefonică cu comenzi electronice, de tip 7 E.

Şi în domeniul transmisiunilor interurbane în epoca postbelică s-a înregistrat o dezvoltare tehnică cu adevărat revoluţionară; cauzele ei sînt aceleaşi ca şi în cazul telefoniei automate; creşterea vertiginoasă a necesităţilor de convorbiri a impus căutarea unor soluţii mai raţionale şi mai economice decît sporirea neîncetată a numărului de circuite, şi anume folosirea multiplă a acestor mijloace fizice. Pe circuitele din cabluri, în loc de o cale vocală sau un sistem de 8—15 căi, trebuie să funcţioneze sisteme de 60 sau 120 căi; cablurile au intrat în întrecere cu radioreleele, care poartă pe un singur fascicul 300, 600 sau 1920 de căi, şi tot 1920 de căi pot fi transmise pe un singur circuit de cablu coaxial. În ultimii ani s-au instalat în ţară peste 650 km cabluri interurbane; s-a cablat litoralul, s-a dublat artera principală de telecomunicaţii a Moldovei, s-a instalat un cablu Bucureşti—Piteşti etc. În 1964 se va continua spre Sibiu cablul acesta din urmă şi se va închide bucla Braşov—Sibiu. Totuşi este prea puţin faţă de necesităţi; lucrări ca racordarea Iaşilor la cablul moldovean au fost amînate, deoarece pînă acum cablurile interurbane se procurau cu greu din import. Acum însă, cînd o fabrică de cabluri interurbane este în curs de înfiinţare în ţară, putem fi siguri că în scurt timp rămînerea în urmă va dispărea şi ritmul cablării marilor artere de telecomunicaţii va ajunge să ţină pasul cu dezvoltarea economiei naţionale.

Încă din 1960 se lucrează la înfăptuirea unei vaste reţele magistrale de radiorelee, care va lega ţara noastră de ţările vecine, trecînd prin oraşele Bucureşti, Cluj, Bacău, Timişoara, Constanţa etc. În prezent întreaga reţea — de peste 1 300 km traseu — transmite programe de televiziune; din cauza întîrzierii în primirea din import a echipamentelor pentru telefonie, cele 600 de căi telefonice pe care acest radioreleu le va purta pe trunchiul său principal — ramificîndu-se în ţară spre oraşele citate — se vor da în funcţiune treptat, în 1964 şi 1965. Primele experimentări au fost făcute recent, pe linia Bucureşti—Constanţa, cu 120 de căi.

Desigur, acest volum de căi, mare faţă de mijloacele de pînă acum, va aduce o îmbunătăţire remarcabilă în promptitudinea serviciului telefonic interurban şi internaţional.

Dificultatea procurării sistemelor de curenţi purtători, necesarul destul de amplu şi existenţa în ţară a unei baze industriale constituite de fabrica de tranzistoare au determinat M.T.Tc. să treacă la realizarea în ţară a sistemelor telefonice tranzistorizate, la nivelul tehnicii mondiale. Institutul de cercetări al M.T.Tc. a elaborat pe rînd repetoarele vocale — pentru atingerea condiţiilor tehnice ale CCITT pe căile vocale —, sistemele cu o cale şi cu trei căi telefonice, sistemul de 24 căi, iar azi lucrează la elaborarea sistemului de 60 căi telefonice. Circa 40 sisteme cu o cale şi 30 sisteme cu trei căi sînt instalate în prezent, primul sistem cu 24 căi a trecut cu succes perioada exploatării experimentale, iar în 1964 se vor instala şase astfel de sisteme. Primele sisteme de 60 căi instalate sau în curs de instalare pe radiorelee sînt de fabricaţie străină, dar peste un an cele romîneşti vor continua acţiunea de echipare a noilor cabluri şi radiorelee.

În domeniul telegrafiei a luat avînt serviciul telegrafic de abonat. În 1963 s-au instalat primele centrale telegrafice automate, la Bucureşti,

Cluj, Braşov, Bacău şi Timişoara şi s-a realizat semiautomatizarea traficului telegrafic internaţional. În 1964 acţiunea de automatizare va continua prin instalarea a încă şase centrale automate.

Radiocomunicaţiile au suferit în anii trecuţi o progresivă strangulare, deoarece echipamentul de emisiune n-a crescut pe măsura cerinţelor. Puşi în faţa acestei situaţii, tehnicienii din sector au făcut eforturi pentru mărirea eficacităţii echipamentului existent, construind cu forţe proprii, numai în 1963, trei dispozitive de manipulare de frecvenţă cu două căi telegrafice simultane şi două emiţătoare de radiocomunicaţii putînd lucra fie cu manipulaţie prin deplasare de frecvenţă, fie cu manipulaţie de amplitudine, de cîte 10 kW fiecare. În anii ce vin sectorul va fi dotat cu alte emiţătoare — permiţînd să se scoată din funcţiune echipamentele uzate — şi cu antene directive corespunzătoare. Abia atunci se va putea trece la mărirea numărului de corespondenţi direcţi — printre care Cuba, Indonezia, Japonia etc. — şi la introducerea serviciilor radiotelefonic şi radiotelefotografic.

Succese frumoase au fost obţinute în domeniul radiodifuziunii, dar tot aici sarcinile rămase sînt şi cele mai grele. A fost introdusă radiodifuziunea sonoră cu modulaţie de frecvenţă, în 1962 în Capitală, în 1963 în Dobrogea şi Cluj. Dar al treilea program radiofonic, de înaltă calitate, introdus anul trecut, n-a putut fi extins pînă la Cluj, din lipsă de căi de program. Insuficienţa numerică şi calitativă a căilor de program radiofonic a devenit atît de gravă, încît extinderea reţelei de emiţătoare este frînată şi chiar împiedicată azi din această cauză. Recenta staţie de la Oradea, de pildă, se dă în funcţiune avînd drept surse de program o cale telefonică Cluj—Oradea şi recepţia încărcată de perturbaţii a staţiei Bod.

Radioficarea continuă să se dezvolte la sate, susţinută de public. Din cele peste 2 500 000 de familii care beneficiază de radio, cam o treime primesc emisiunile radiofonice pe fir. O forţă atît de remarcabilă pe tărîmul luptei ideologice nu poate fi neglijată de tehnicieni. În vederea simplificării muncii de exploatare pentru aducerea reţelei la un nivel tehnic corespunzător şi pentru a creşte siguranţa în funcţionare, se va trece la automatizarea întregii reţele de radioficare a ţării; acţiunea aceasta va începe în 1964.

Extinderea televiziunii în ţară se face în ritm intens. În 1962 a fost realizată staţia Dobrogea, iar în 1963 alte patru staţii principale — Cluj, Crişana, Iaşi şi Banat — au fost date în funcţiune. Translatoarele Sibiu, Muscel, Vîlcea, Drăgăşani, Slănic, Reşiţa au contribuit la lărgirea zonei de bună acoperire. Azi peste 50 % din populaţia ţării poate beneficia de televiziune, urmînd ca în viitorul apropiat, procentajul de acoperire să se ridice la aproape două treimi din populaţie.

Şi, totuşi, faţă de aşteptările publicului, nu este destul. Multe oraşe ar mai putea fi deservite imediat cu televiziune dacă s-ar putea construi în ţară în proporţie mai mare staţii de translaţie. Institutul de cercetări a elaborat prototipuri, care însă n-au fost încă asimilate de M.M.C.M. De aceea multe cereri insistente şi solid fundamentate ale organelor administrative locale nu pot fi satisfăcute încă şi nu vor fi nici în 1964.

Aşadar, în fiecare sector de activitate, s-au realizat lucrări frumoase, dar au rămas şi lacune. Iar pentru cei doi ani care vin, sarcinile sînt numeroase şi grele.

Pentru îndeplinirea lor trebuie să se îmbunătăţească continuu munca în sectorul de investiţii. Fondurile destul de mari, repartizate de către Stat pentru dezvoltarea traficului de telecomunicaţii, trebuie folosite cît se poate de judicios. Este necesar ca resursele de muncă, materiale şi băneşti să fie dirijate şi pe viitor pentru obiective de bază mai importante ale poştei şi telecomunicaţiilor; totodată, nu trebuie să se admită imobilizarea fondurilor pentru termene lungi în construcţii neterminate.

Concentrarea mijloacelor pentru obiectivele mai importante şi stricta respectare a normelor de durată a construcţiei sînt condiţii hotărîtoare pentru cea mai mare eficacitate a investiţiilor. Dar constructorii din telecomunicaţii au încă tendinţa să continue cu practica perimată a dispersării mijloacelor pentru multe obiective, fapt care a fost discutat şi condamnat.

Eficacitatea investiţiilor şi reducerea preţului de cost al construcţiilor trebuie să fie o sarcină de bază a tuturor cadrelor din poştă şi telecomunicaţii. În acelaşi timp investiţiile trebuie folosite imediat şi cît se poate mai raţional. O valoare însemnată o capătă factorul timp, adică scurtarea termenelor de transformare a investiţiilor capitale în fonduri active, integrate în traficul de telecomunicaţii. Aceste indicaţii trebuie să devină criteriul de bază al eficacităţii investiţiilor în anii următori. Să înfăptuieşti investiţii în mod judicios este o ştiinţă care se învaţă.

O problemă tot atît de importantă este lichidarea surplusurilor în proiectare şi o mai largă adaptabilitate a proiectelor-tip. Aceasta se poate face numai pe bază de studii şi cunoaştere a tuturor noutăţilor tehnice în domeniul telecomunicaţiilor.

După cum se ştie, particularităţile proiectării şi construcţiei în telecomunicaţii sînt pe de o parte multiplicitatea obiectelor separate răspîndite pe întinderi mari, ceea ce îngreuiază construcţia, iar pe de altă parte existenţa unui număr mare de construcţii şi instalaţii de acelaşi

tip, ceea ce permite tipizarea lor la maximum şi astfel dă posibilitatea de a reduce considerabil costul construcţiei.

Pentru rezolvarea acestei probleme la un nivel corespunzător trebuie să-şi dea concursul, pe lîngă proiectant şi constructor, şi beneficiarul, care are totdeauna ultimul cuvînt la avizarea documentaţiilor.

Rezervele cele mai importante ale constructorilor în lupta pentru reducerea preţului de cost trebuie să devină introducerea largă a mijloacelor mecanizate şi folosirea lor complexă.

Calitatea lucrărilor executate trebuie să constituie de asemenea o preocupare de bază din partea constructorilor, iar beneficiarii trebuie să-şi mărească exigenţa faţă de aceştia la recepţii.

Dar aspectul cel mai important şi mai general la care trebuie să ne gîndim este cel al pregătirii profesionale, căci el determină posibilitatea îndeplinirii sarcinilor. Inginerii şi tehnicienii noştri au fost formaţi la şcoala echipamentelor vechi : tehnica tuburilor electronice şi a frecvenţelor joase, tehnica comutaţiei mecanice. Azi în fiecare dintre genurile de telecomunicaţii au fost introduse echipamente bazate pe principii noi, pe care o bună parte din inginerii noştri nici măcar nu le-au auzit amintite în şcoală. Azi nu se poate concepe un lucrător în domeniul telegrafiei care să nu cunoască nu numai structura şi funcţionarea, dar şi particularităţile, calităţile şi defectele teleimprimatoarelor, să nu fie iniţiat în problema codificării şi să nu aibă idee de teoria informaţiei. Iar un inginer specialist în telegraf, fără o cunoaştere a principiilor teoriei informaţiei nu se poate orienta în profesiunea sa atunci cînd este vorba de dezvoltare şi perspectivă. La fel, nu se poate concepe telefonie interurbană fără cunoaşterea tehnicii tranzistoarelor, sau radio fără tehnica microundelor.

Mai mult, am atins în fine un moment crucial în dezvoltarea tehnicii. De unde stilul meşteşugăresc al trecutului, în care ucenicii învăţau — pe faţă sau pe furiş — meseria de la meşter, se remarca prin conservatorismul metodelor de muncă şi prin autoritatea celui cu mai multă experienţă, azi progresul tehnicii este mai rapid decît capacitatea de asimilare spontană a tehnicianului oarecare. Rămas între sculele lui, orice specialist este repede depăşit.

Revistei „Telecomunicaţii" îi revine tocmai sarcina să-i ajute pe cititorii ei să înveţe. Desigur, o revistă nu poate fi un manual şcolar în fascicule; nu trebuie să aşteptăm în paginile revistei nici lecţii despre microunde sau tranzistoare, nici instrucţiuni despre întreţinerea sistemelor cu 60 de căi. Acestea vor ajunge pe alte căi la cei interesaţi. Dar în articolele revistei, noţiunile noi din tehnică vor fi introduse sintetic, cititorul va căpăta vederi de ansamblu, aflînd ce trebuie să înveţe, în ce direcţie are lacune şi cît de mari sînt aceste lacune. Inginerul sau tehnicianul care are nelămuriri în faţa unui echipament complet nou, cu toate că-i posedă instrucţiunile, va înţelege din paginile revistei în ce categorie de fenomene fizice se încadrează faptul necunoscut, ce-i mai trebuie să ştie ca să înţeleagă.

De asemenea, revista va căuta să-i ţină la curent pe cititori cu tot ce e nou în domeniul telecomunicaţiilor, pregătindu-i din timp pentru momentul cînd noutăţile de azi vor fi realităţi curente de exploatare. Se vor publica articole referitoare la teoria informaţiei, la tehnica recentă a comutaţiei, la noile amplificatoare şi oscilatoare cuantice şi parametrice pentru microunde, se vor descrie sistemele de transmisiuni intercontinentale prin sateliţi artificiali ai pămîntului.

Tehnica — mai ales cea bazată pe electronică — se înnoieşte foarte rapid. La orice vîrstă, pentru a face faţă îndatoririlor de serviciu, tehnicienii trebuie să înveţe. Revista „Telecomunicaţii", în măsura posibilităţilor ei, îi va călăuzi.

Prof. ing. GHEORGHE CARTIANU
Membru corespondent al Academiei R.P.R.

Condițiile generale de producere a oscilațiilor MF într-o rețea activă

1. INTRODUCERE

Aplicațiile variate ale modulației de frecvență au dat un impuls pentru imaginarea și realizarea unui mare număr de sisteme de obținere a oscilațiilor modulate în frecvență. Unele dintre aceste sisteme pot fi reduse la schema clasică a oscilatorului cu un element reactiv care poate fi variat în ritmul semnalului de modulație, dar multe alte sisteme au o structură mai complexă și ele trebuie privite ca o rețea electrică activă ai cărei parametri pot fi variați în ritmul semnalului de modulație.

2. DEDUCEREA CONDIȚIILOR GENERALE DE PRODUCERE A OSCILAȚIILOR MODULATE, ÎNTR-O REȚEA ACTIVĂ

Pentru a se deduce condițiile de oscilație a unui sistem activ liniar este suficient să se cunoască una din funcțiile de transfer ale sistemului [1] ca :

— Admitanța de intrare sau de transfer $Y(p)$ a rețelei, dedusă pe baza ecuațiilor curenților ciclici pe ochiuri.

— Impedanța de intrare sau de transfer $Z(p)$ a rețelei, dedusă pe baza ecuațiilor tensiunilor la noduri.

— Factorul de transfer egal cu raportul dintre tensiunea (sau curentul) $U_2 e^{pt}$ într-o ramură la ieșire și tensiunea (sau curentul) $U_1 e^{pt}$ într-o ramură la intrarea rețelei.

— Factorul de transfer $\frac{A(p)}{1-K(p)}$ al unui sistem cu reacție, în care $K(p)$ este factorul de transfer al buclei de reacție deschise și $A(p)$ este factorul de transfer între intrare și ieșire, al sistemului fără reacție.

Regimul liber de oscilație se poate deduce folosind metoda operațională. Se notează cu $F(p)$ funcția de transfer considerată și cu p_k polii funcției de transfer. Presupunînd că polii sînt simpli, funcția care reprezintă regimul liber tranzitoriu este de forma :

$$f(t) = \sum A_k \, e^{p_k t}.$$

Polii p_k și coeficienții A_k, cînd sînt mărimi complexe, formează perechi complex conjugate.

Polii funcției de transfer se obțin anulînd inversul funcției de transfer. Funcția $\frac{1}{F(p)}$ depinde în același timp de parametrii R, L, C, M și de parametrii tuburilor și tranzistoarelor din rețea.

Notînd cu q, r parametrii variabili ai sistemului, polii funcției de transfer sînt dați de ecuația

$$\frac{1}{F(p, q, r)} = 0. \qquad (1\,a)$$

Rădăcinile ecuației sînt de forma $p_k = \alpha_k + j\omega_k$.

Regimul staționar sinusoidal are loc atunci cînd pentru valori particulare ale parametrilor q, r există un mod de oscilație pentru care $\alpha = 0$ și rădăcina corespunzătoare este de forma $p_k = j\omega_k$.

În aceste condiții ecuația (1a) devine

$$\frac{1}{F(j\omega, q, r)} = 0, \qquad (1b)$$

care poate fi înlocuită prin una din următoarele relații :

$$\frac{1}{Y(j\omega, q, r)} = 0\,; \qquad (2a)$$

$$\frac{1}{Z(j\omega, q, r)} = 0\,; \qquad (2b)$$

$$\mathbf{K}(j\omega, q, r) = 1. \qquad (2c)$$

Egalînd cu zero partea reală și partea imaginară a primului membru al ecuației (1b) se obțin condițiile de oscilație.

Referindu-ne în special la expresia (2c) condițiile de oscilație sînt date de relațiile

$$|\mathbf{K}(j\omega, q, r)| = K = 1\,; \qquad (3a)$$

$$\arg \mathbf{K}(j\omega, q, r) = \psi = 2k\pi \ (k \text{ întreg}). \qquad (3b)$$

Din aceste relații se poate elimina una din variabile, de exemplu r și se capătă o relație de forma

$$X(\omega, q) = 0.$$

Dacă variabila q depinde de semnalul de modulație, frecvența unghiulară va varia și ea în același timp cu semnalul de modulație. Este important de observat că relațiile (2) nu mai rămîn valabile în regim variabil, totuși dacă variația se face relativ lent, regimul poate fi considerat cvasistaționar și relațiile (2) pot fi folosite și în acest caz. Condițiile de valabilitate ale metodei cvasistaționare au fost stabilite riguros în cazul circuitului oscilant LC cu capacitatea și inductivitatea variabile în timp [2].

În realitate fenomenele sînt mai complexe. Pentru amorsarea oscilațiilor trebuie ca α să aibă o valoare pozitivă, oricît de mică. Oscilațiile cvasiarmonice, care iau naștere, au amplitudinea crescătoare și, deoarece sistemele active conțin totdeauna elemente neliniare, parametrii

care caracterizează aceste elemente se modifică cu creşterea amplitudinii. Se poate lucra, în aceste condiţii, cu parametrii liniarizaţi ai elementelor neliniare, corespunzători unei anumite amplitudini U a oscilaţiilor; condiţiile de oscilaţie sînt date şi în acest caz de relaţiile (3). Dacă soluţia care defineşte variaţia mărimii considerate este stabilă, se obţin oscilaţii periodice staţionare [2].

Prin modificarea parametrilor liniarizaţi, condiţiile limită (în care $\alpha = 0$) vor fi satisfăcute pentru altă valoare U a amplitudinii.

Amplitudinea U poate fi considerată ca un parametru variabil şi ţinînd seama de aceasta ecuaţiile (3) pot fi scrise sub forma

$$|\mathbf{K}(j\omega, q, U)| = K(\omega, q, U) = 1; \quad (4a)$$

$$\arg \mathbf{K}(j\omega, q, U) = \psi(\omega, q, U) = 2k\pi. \quad (4b)$$

Presupunînd că parametrul q variază în jurul unor valori q_0, mărimile U, ω variază respectiv în jurul unor valori U_0 şi ω_0.

Notînd

$$\delta q = q - q_0,\ \delta U = U - U_0,\ \delta\omega = \omega - \omega_0$$

şi presupunînd că variaţiile de mai sus sînt destul de mici se pot scrie relaţiile:

$$\frac{\partial K}{\partial \omega}\delta\omega + \frac{\partial K}{\partial q}\delta q + \frac{\partial K}{\partial U}\delta U = 0 \quad (5a)$$

$$\frac{\partial \psi}{\partial \omega}\delta\omega + \frac{\partial \psi}{\partial q}\delta q + \frac{\partial \psi}{\partial U}\delta U = 0 \quad (5b)$$

$$K(\omega_0, q_0, U_0) = 1 \quad (6a)$$

$$\psi(\omega_0, q_0, U_0) = 2k\pi \quad (6b)$$

Derivatele din aceste expresii sînt luate pentru $\omega = \omega_0$, $q = q_0$, $U = U_0$.

Din relaţiile (5) se deduc relaţiile:

$$\delta U = -\frac{\frac{\partial K}{\partial \omega}\frac{\partial \psi}{\partial q} - \frac{\partial \psi}{\partial \omega}\frac{\partial K}{\partial q}}{\frac{\partial K}{\partial \omega}\frac{\partial \psi}{\partial U} - \frac{\partial \psi}{\partial \omega}\frac{\partial K}{\partial U}}\delta q \quad (7a)$$

şi

$$\delta\omega = -\frac{\frac{\partial K}{\partial q}\frac{\partial \psi}{\partial U} - \frac{\partial \psi}{\partial q}\frac{\partial K}{\partial U}}{\frac{\partial K}{\partial \omega}\frac{\partial \psi}{\partial U} - \frac{\partial \psi}{\partial \omega}\frac{\partial K}{\partial U}}\delta q \quad (7b)$$

Dacă δq este proporţional cu semnalul de modulaţie avem

$$\delta k = kS(t)$$

şi rezultă că relaţia (7b) defineşte modulaţia de frecvenţă, iar relaţia (7a) defineşte modulaţia parazită de amplitudine, care ia naştere prin variaţia parametrului q.

Aceste expresii nu ne dau decît termenul corespunzător primului ordin de aproximaţie pentru variaţia frecvenţei instantanee şi variaţia amplitudinii instantanee produse prin procesul de modulare.

În aplicaţiile practice condiţiile de lucru se aleg în general în aşa fel încît $\frac{\partial K}{\partial \omega}$ şi $\frac{\partial \psi}{\partial U}$ să aibe valori cît mai mici. În acest caz ecuaţiile (5a) şi (5b) se scriu

$$\frac{\partial K}{\partial q}\delta q + \frac{\partial K}{\partial U}\delta U = 0; \quad (8a)$$

$$\frac{\partial \psi}{\partial \omega}\delta\omega + \frac{\partial \psi}{\partial q}\delta q = 0. \quad (8b)$$

Ultima relaţie defineşte modulaţia de frecvenţă a oscilaţiei, iar prima relaţie, modulaţia parazită de amplitudine a oscilaţiilor.

Se vede că, în condiţiile de lucru admise, frecvenţa este aproape independentă de variaţia amplitudinii oscilaţiei şi modulaţia parazită de amplitudine a oscilaţiilor este aproape independentă de variaţia frecvenţei. În acest caz variaţia frecvenţei şi variaţia amplitudinii pot fi analizate independent.

Condiţia $\frac{\partial K}{\partial \omega} \simeq 0$ caracterizează proprietatea de filtru trece bandă în jurul frecvenţei de centru ω_0 a sistemului descris.

Relaţiile (7a) şi (7b) devin în acest caz

$$\delta U = -\frac{\frac{\partial K}{\partial q}}{\frac{\partial K}{\partial U}}\delta q; \quad (9a)$$

$$\delta\omega = -\frac{\frac{\partial \psi}{\partial q}}{\frac{\partial \psi}{\partial \omega}}\delta q = \frac{1}{\tau_{g_0}}\frac{\partial \psi}{\partial q}\delta q, \quad (9b)$$

în care τ_{g_0} este timpul de întîrziere de grup la frecvenţa de lucru ω_0.

Relaţiile (9a) şi (9b) ne arată în acelaşi timp asupra căror factori trebuie acţionat pentru a se obţine o deviaţie de frecvenţă cît mai mare şi o modulaţie parazită de amplitudine cît mai mică.

Sensibilitatea în ceea ce priveşte producerea modulaţiei de frecvenţă faţă de parametrul q, adică $\frac{\delta\omega}{\delta q}$, este cu atît mai mare cu cît $\frac{\partial \psi}{\partial q}$ este mai mare şi $\frac{\partial \psi}{\partial \omega}$ mai mic. (În cazul unui simplu circuit derivaţie, la frecvenţa de acord avem $\frac{\partial \psi}{\partial \omega} = -\frac{2Q}{\omega_0}$.) Este important însă de observat că o dată cu micşorarea factorului $\frac{\partial \psi}{\partial \omega}$ se micşorează şi stabilitatea frecvenţei de centru.

Sensibilitatea în ceea ce privește producerea modulației de amplitudine față de parametrul q, adică $\frac{\delta U}{\delta q}$, este cu atît mai mică cu cît $\frac{\partial K}{\partial q}$ este mai mic și $\frac{\partial K}{\partial U}$ mai mare.

Se observă că, în locul unui singur parametru variabil q, putem avea doi sau mai mulți parametri care pot să varieze o dată cu semnalul de modulație. În acest caz se pot obține condiții mai bune în ceea ce privește liniaritatea și sensibilitatea în modulația de frecvență și reducerea modulației parazite de amplitudine.

În relația (9b) mărimea $\delta\psi = \frac{\partial\psi}{\partial q}\delta q$ reprezintă variația unghiului de fază al factorului de transfer al buclei deschise, funcție de semnalul de modulație. Rezultă că se poate vorbi aici de o transformare a unei modulații de fază în modulație de frecvență. *Prin urmare, prin introducerea unui modulator de fază care produce o variație a unghiului de fază* $\frac{\partial\psi}{\partial q}\delta q$ *în bucla de reacție a unui oscilator, ia naștere o variație de frecvență:*

$$\delta\omega = \frac{1}{\tau_{g_0}}\frac{\partial\psi}{\partial q}\delta q \qquad (10a)$$

și deci la o deviație de fază $\Delta\Phi$ corespunde o deviație de frecvență

$$\Delta\omega = \frac{1}{\tau_{g_0}}\Delta\Phi. \qquad (10b)$$

De exemplu, dacă se presupune că deviația maximă de fază care poate fi obținută cu o liniaritate satisfăcătoare este $\Delta\Phi = 0{,}8$ rad, rezultă $\Delta f = \frac{0{,}8}{2\pi\tau_{g_0}}$ și în cazul cînd factorul $\frac{\partial\psi}{\partial\omega}$ este determinat de unghiul de fază introdus de un circuit derivație acordat pe frecvența de lucru, $\Delta f = 0{,}8\frac{f_0}{2Q}$.

Pentru a avea o liniaritate cît mai bună a caracteristicii de modulație trebuie ca mărimea $\frac{\partial\psi}{\partial q}\delta q$ să aibă o variație cît mai liniară în funcție de semnalul de modulație; în același timp este necesar ca $\frac{\partial\psi}{\partial\omega}$ și $\frac{\partial K}{\partial\omega}$ să varieze cît mai puțin în banda ocupată de semnalul modulat.

Gradul de modulație corespunzător modulației parazite de amplitudine este dat de

$$\frac{\Delta U}{U_0} = -\frac{\frac{\partial K}{\partial q}}{\frac{\partial K}{\partial U}}\frac{\Delta q}{U_0} = -\frac{1}{\frac{\partial K}{\partial U}}\frac{\Delta K}{U_0},$$

în care ΔU, Δq și ΔK reprezintă variațiile maxime ale mărimilor respective la aplicarea semnalului de modulație. (Se atrage atenția că valoarea factorului K este valoarea liniarizată care depinde de amplitudinea U_0 a oscilației.)

3. TIPURILE DE OSCILATOARE FOLOSITE

Pentru producerea oscilațiilor modulate în frecvență pot fi folosite următoarele tipuri de oscilatoare:

— *Oscilatoare cu circuit derivație acordat, cuplat cu un tub electronic, cu un tranzistor, sau cu orice dispozitiv electronic amplificator.* În primul caz condiția (5b) se reduce aproximativ la condiția ca susceptanța circuitului oscilant derivație să fie zero și variația unghiului de fază ψ și deci a frecvenței se obține prin modificarea unei reactanțe în paralel cu circuitul oscilant în ritmul semnalului de modulație. Reactanța variabilă este realizată cu dispozitive ca: tuburi de reactanță, tranzistoare de reactanță, bobină cu miez de ferită, clistron reflex etc.

— *Oscilatoare cu rețele de defazare variabilă în bucla de reacție, la care variația frecvenței se obține prin variația unghiului de fază introdus de rețeaua de defazare.* În cazul al doilea modulația se realizează prin modificarea în ritmul semnalului de modulație a rezistențelor sau reactanțelor circuitelor de defazare sau cu ajutorul unui modulator de fază introdus în bucla de reacție (fig. 1). Ca modulator de fază

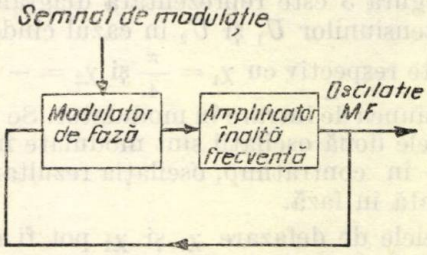


Fig. 1. *Schema-bloc a sistemului de producere a oscilațiilor* MF *cu modulator de fază în bucla de reacție.*

poate fi utilizat oricare din tipurile de modulatoare cunoscute [3], dar montajele în contratimp prezintă importante avantaje.

Împărțirea de mai sus se referă de fapt la modul în care este constituit sistemul, principiul de bază fiind același în ambele cazuri.

4. APLICAREA METODEI DATE LA DIFERITE SISTEME DE PRODUCERE A OSCILAȚIILOR MF

Metoda arătată de tratare a problemei producerii oscilațiilor *MF* este generală. Ea permite o analiză simplă a sistemelor respective și în același timp dă posibilitatea găsirii unei mari varietăți de scheme pentru obținerea modulației de frecvență prin simpla intercalare a unui mo-

dulator de fază în bucla de reacție a unui oscilator.

Pe baza metodei date vor fi analizate mai multe sisteme cu rețea de defazare variabilă în bucla de reacție.

În schema-bloc din figura 2, în bucla de reacție este intercalat un modulator de fază în contratimp, constituit din două rețele active (*1*) și (*2*) în care oscilațiile sînt defazate respectiv cu unghiurile χ_1 și χ_2 și sînt modulate în amplitudine. Oscilațiile de înaltă frecvență

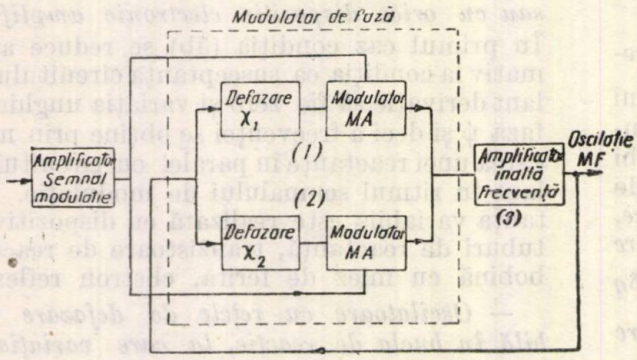


Fig. 2. *Schema-bloc a unui sistem cu modulator de fază în contratimp în bucla de reacție, cu două rețele constituite dintr-un etaj de amplificare* MA *și un circuit de defazare.*

după trecerea prin rețelele (*1*) și (*2*), în paralel, sînt aplicate unui etaj de sumare și de amplificare (*3*).

În figura 3 este reprezentată diagrama însumării tensiunilor U_1 și U_2 in cazul cînd ele sînt defazate respectiv cu $\chi_1 = \frac{\pi}{4}$ și $\chi_2 = -\frac{\pi}{4}$ față de tensiunea de intrare în modulator. Se vede că, dacă cele două oscilații sînt modulate în amplitudine în contratimp, oscilația rezultantă este modulată în fază.

Rețelele de defazare χ_1 și χ_2 pot fi realizate cu linii de întîrziere, cu simple circuite RL și RC, sau cu circuite derivație LC, acordate respectiv pe o frecvență deasupra și sub frecvența de lucru f_0.

Modulația de amplitudine poate fi obținută modulînd pe grilă etajele de amplificare (*1*) și (*2*) sau pur și simplu modificînd panta tuburilor acestor etaje prin aplicarea, la grilele tuburilor, a unor semnale de modulație în contratimp.

Se notează:

$\mathbf{K}_1(j\omega) = K_1(\omega)\, e^{j\chi_1}$ — factorul de transfer al rețelei (*1*);

$\mathbf{K}_2(j\omega) = K_2(\omega)\, e^{j\chi_2}$ — factorul de transfer al rețelei (*2*);

$\mathbf{K}_3(j\omega) = K_3(\omega)\, e^{j\varphi}$ — factorul de transfer al rețelei (*3*).

Factorul de transfer al modulatorului este

$$\mathbf{K}(j\omega) = [K_1(\omega)\, e^{j\chi_1} + K_2(\omega)\, e^{j\chi_2}]\, K_3(\omega)\, e^{j\varphi}. \quad (11)$$

În etajele (*1*) și (*2*) oscilațiile fiind modulate în amplitudine de semnalul de modulație $S(t)$, în regim cvasistaționar se poate scrie

$$K_1(\omega) = K(\omega)\,[1 + k\,S(t)] \quad (12a)$$

$$K_2(\omega) = K(\omega)\,[1 - k\,S(t)] \quad (12b)$$

și

$$\mathbf{K}(j\omega) = K(\omega)\,K_3(\omega)\,[1 + kS(t)]\, e^{j\chi_1} + [1 - k\,S(t)\, e^{j\chi_2}]\, e^{j\varphi}, \quad (13)$$

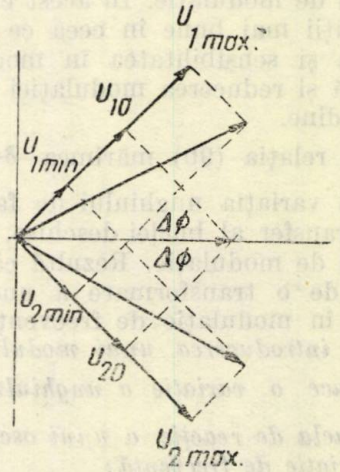


Fig. 3. *Diagrama însumării tensiunilor* U_1 *și* U_2 *modulate în amplitudine în rețelele* 1 *și* 2 *din figura* 2 $\left(\chi_1 = -\chi_2 = \frac{\pi}{4}\right)$.

în care k este un factor de proporționalitate și $0 < [k\,S(t)] < 1$.

Se deduce

$$\psi = \arg \mathbf{K}(j\omega) = \varphi + \operatorname{arctg} \frac{[1 + k\,S(t)] \sin \chi_1 + [1 - k\,S(t)] \sin \chi_2}{[1 + k\,S(t)] \cos \chi_1 + [1 - kS(t)] \cos \chi_2}. \quad (14)$$

Se notează $q = \delta q = k\,S(t)$ $(q_0 = 0)$.

Din expresia (14) se poate calcula:

$$\frac{\partial \psi(\omega_0, q_0, U_0)}{\partial q}, \frac{\partial \psi(\omega_0, q_0, U_0)}{\partial \omega}, \frac{\partial \psi(\omega_0, q_0 U_0)}{\partial q}\, \delta q$$

și folosind relația (10b) se poate deduce $\delta\omega$.

Presupunînd $\chi_1 = -\chi_2 = \chi$, relația (14) se simplifică și se obține:

$$\psi = \varphi + \operatorname{arctg}\,[k\,S(t)\,\operatorname{tg}\,\chi]. \quad (15)$$

De unde:

$$\frac{\partial \psi(\omega_0, q_0, U_0)}{\partial \omega} = \frac{\partial \varphi(\omega_0)}{\partial \omega} + \frac{1}{\cos^2 \chi(\omega_0, q_0)} \frac{\partial \chi(\omega_0, q_0, U_0)}{\partial \omega} \quad (16)$$

și

$$\frac{\partial \psi(\omega_0, q_0, U_0)}{\partial q} \delta q = k\,S(t)\,\operatorname{tg}\,\chi\,(\chi(\omega_0, q_0, U_0). \quad (17)$$

Folosind formula (9b) rezultă:

$$\delta\omega = -\frac{\operatorname{tg}\chi(\omega_0, q_0, U_0)}{\frac{\partial\varphi(\omega_0)}{\partial\omega} + \frac{1}{\cos^2(\omega_0 q_0)}\frac{\partial\chi(\omega_0, q_0, U_0)}{\partial\omega}} kS(t). \quad (18)$$

În sistemele în care se folosesc rețele de defazare RC și RL, în general este satisfăcută relația

$$\frac{\partial\varphi(\omega_0)}{\partial\omega} \gg \frac{1}{\cos^2\chi(\omega_0, q_0, U_0)}\frac{\partial\chi(\omega_0, q_0, U_0)}{\partial\omega}$$

și formula (18) devine

$$\delta\omega = -\frac{\operatorname{tg}\chi(\omega_0, q_2, U_0)}{\frac{\partial\varphi(\omega_0)}{\partial\omega}} kS(t). \quad (19)$$

Presupunînd că etajul (*3*) este format dintr-o pentodă avînd în anodă un circuit derivație rezultă $\frac{\partial\varphi(\omega_0)}{\partial\omega} = -\frac{2Q}{f_0}$ și luînd $\chi = \frac{\pi}{4}$ [4] se obține:

$$\delta\omega = \frac{\omega_0}{2Q} kS(t). \quad (20)$$

În sistemele în care se folosesc ca circuite de defazare circuite LC [5], [6], [7], în general se caută să fie satisfăcută condiția

$$\frac{\partial\varphi(\omega_0)}{\partial\omega} \ll \frac{1}{\cos^2\chi(\omega_0, q_0, U_0)}\frac{\partial\chi(\omega_0, q_0, U_0)}{\partial\omega} \quad (21)$$

și formula (18) devine

$$\delta\omega = \frac{1}{2}\frac{\sin 2\chi(\omega_0, q_0, U_0)}{\frac{\partial\chi(\omega_0, q_0, U_0)}{\partial\omega}} kS(t). \quad (22)$$

În aceste sisteme condiția ca derivata $\frac{\partial K}{\partial q}$ să aibă o valoare cît mai mică pentru a se reduce modulația parazită de amplitudine este aproximativ realizată prin însumarea celor două oscilații modulate în amplitudine în contratimp (fig. 3).

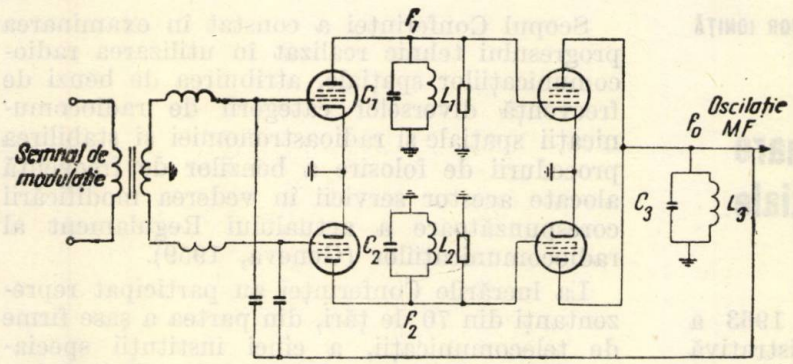


Fig. 4. *Schema de principiu a unui sistem de modulație de tipul din figura 2, cu circuit de defazare* LC.

Este important de observat că pentru ca sistemul să oscileze este necesar să fie satisfăcute condițiile (6a) și 6b).

În figura 4 este arătată schema de principiu a ultimului sistem.

Circuitele etajelor (*1*) și (*2*) sînt acordate respectiv pe două frecvențe deasupra și sub frecvența de lucru f_0. Circuitul etajului (*3*) este acordat pe frecvența f_0 și este foarte amortizat.

În figura 5 este arătată schema de principiu a unui oscilator, format din trei etaje de amplifica-

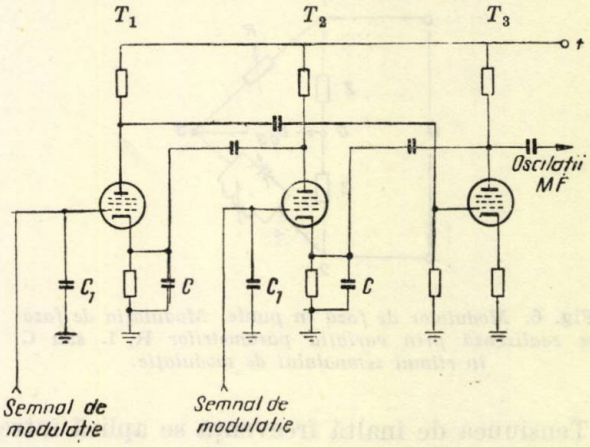


Fig. 5. *Schema de principiu a unui sistem cu două modulatoare de fază în cascadă în bucla de reacție, constituite din capacitatea* C *și rezistența variabilă de ieșire pe catodă a triodelor* T_1 *și* T_2.

re cu tuburile T_1, T_2, T_3, avînd în bucla de reacție două modulatoare de fază în cascadă constituite dintr-o capacitate C în paralel cu o rezistență variabilă în ritmul semnalului de modulație. Rezistența variabilă este rezistența de ieșire pe catodă a unei triode (T_1, T_2,) cu grila pusă la masă printr-o capacitate C_1 pentru oscilațiile de frecvență înaltă. Dacă impedanța sarcinii anodice a tubului este mică față de rezistența lui internă, rezistența de ieșire a tubului este egală aproximativ cu $\frac{1}{S}$. Panta S a tubului poate fi variată în ritmul semnalului de modulație aplicînd semnalul de modulație la grila tubului care pentru oscilațiile de joasă frecvență lucrează ca un amplificator cu cuplaj catodic. Tuburile T_1 și T_2 au în același timp și funcția de amplificare pentru oscilațiile modulate. Condiția ca derivata $\frac{\partial K}{\partial q}$ să aibă o valoare cît mai mică pentru a se reduce modulația parazită de amplitudine este aproximativ realizată prin compensarea variației factorului de transfer al circuitului de defazare cu variația amplificării etajului, atunci cînd S variază.

La cele două modulatoare de fază se poate aplica același semnal de modulație sau semnale de modulație diferite, de exemplu semnalul de videofrecvență și purtătoarea canalului de sunet în cazul unei stații terminale de radioreleu (ca în radioreleul Vesna).

Sistemul prezintă dezavantajul că modulația nu poate fi realizată într-un montaj în contratimp.

Ca modulator de fază în bucla de reacție poate da rezultate foarte bune un modulator de fază în punte, de tipul celui arătat în figura 6.

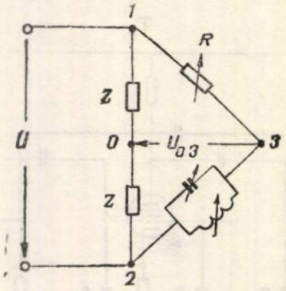


Fig. 6. *Modulator de fază în punte. Modulația de fază se realizează prin variația parametrilor* R, L *sau* C *în ritmul semnalului de modulație.*

Tensiunea de înaltă frecvență se aplică între bornele *1—2* ale punții.

În brațul *1—3* se găsește o rezistență, iar în brațul *3—2* un element reactiv care poate fi constituit dintr-un condensator, o bobină sau un circuit format dintr-un condensator în paralel cu o bobină cu un factor de calitate cît mai bun.

Tensiunea care rezultă între bornele *0—3* are unghiul de fază variabil cu R, L sau C și amplitudinea constantă. Tensiunea U_{03} este modulată în fază dacă unul din parametrii R, L, sau C variază în ritmul semnalului de modulație (cînd variază L sau C circuitul L sau C poate trece prin rezonanță).

Cu un asemenea modulator intercalat în bucla de reacție a unui oscilator se poate obține o deviație de frecvență mare și o modulație parazită de amplitudine foarte redusă.

Sistemele descrise mai sus sînt folosite în general pentru obținerea unei deviații mari de frecvență, cu semnale de modulație de bandă largă, de exemplu în instalațiile de radiorelee.

5. CONCLUZII

Orice sistem pentru producerea oscilațiilor *MF* poate fi privit ca un sistem cu reacție avînd în bucla de reacție un modulator de fază; modulația de fază este transformată în acest sistem în modulație de frecvență. Deviația de frecvență este cu atît mai mare cu cît derivata $\frac{\partial \psi(\omega_0, q_0, U_0)}{\partial \omega}$ este mai mică și cu cît deviația de fază obținută prin variația parametrului q este mai mare. Gradul modulației parazite de amplitudine este cu atît mai mic cu cît derivata $\frac{\partial K(\omega, q_0, U_0)}{\partial U}$ este mai mare și derivata $\frac{\partial K(\omega_0, q_0, U_0)}{\partial q}$ este mai mică.

BIBLIOGRAFIE

[1] CARTIANU, GH. *Bazele Radiotehnicii*, Vol. II, cap. 11. București, Editura de Stat didactică și pedagogică, 1962.

[2] CARTIANU, GH. *Über das Stabilitätsproblem der linearen und nichtlinearen Kreise.* Wiss. z. Hochschule Ilmenau, Jg. 3, H. 2, 1957, p. 105—109.

[3] CARTIANU, GH. *Ciastotnaia moduliația.* București, Editura Academiei R.P.R., 1961.

[4] ADAMIS, BELA. *Short-Range Radio Link Comprising. Type VR-8 Equipements.* BHG. The Telecommunication Review (Budapest). Autumn 1961, p. 33—43.

[5] STEWART, J. L. *Parallel-Network Oscillators.* P.I.R.E. Vol. 43, May, 1955, p. 589—595.

[6] FAGOT, J., MAGNE, PH. *La Modulation de fréquence.* Société Française de Documentation Électronique, 1959.

[7] LIBOIS, L. J. *Faisceaux Hertziens et systemes de modulation.* Édition Chiron, 1958.

Ing. BUJOR IONIȚĂ

Pe marginea Conferinței administrative extraordinare de radiocomunicații spațiale

(Geneva, 1963)

Între 7 octombrie și 8 noiembrie 1963 a avut loc la Geneva, Conferința administrativă extraordinară de radiocomunicații însărcinată cu atribuirea de benzi de frecvență pentru serviciile de radiocomunicații spațiale. Conferința s-a ținut în cadrul Uniunii internaționale de telecomunicații (U.I.T.), organizație specializată de pe lîngă O.N.U.

Scopul Conferinței a constat în examinarea progresului tehnic realizat în utilizarea radiocomunicațiilor spațiale, atribuirea de benzi de frecvență diverselor categorii de radiocomunicații spațiale și radioastronomiei și stabilirea procedurii de folosire a benzilor de frecvență alocate acestor servicii în vederea modificării corespunzătoare a actualului Regulament al radiocomunicațiilor (Geneva, 1959).

La lucrările Conferinței au participat reprezentanți din 70 de țări, din partea a șase firme de telecomunicații, a cinci instituții specializate ale Organizației Națiunilor Unite și a nouă organizații internaționale, totalizînd un număr de peste 400 de delegați și observatori.

Lucrările întreprinse în domeniul exploatării și cercetării spațiului cosmic au demonstrat posibilitatea rezolvării într-un viitor apropiat

a unor probleme practice de o deosebită importanță avînd ca rezultat dezvoltarea sau îmbunătățirea mai multor servicii de radiocomunicații. Astfel se va putea rezolva problema transmiterii programelor de radiodifuziune și televiziune în orice punct al globului pămîntesc cu ajutorul sateliților artificiali ai pămîntului, folosiți ca stații de retransmitere, se vor putea organiza sisteme mondiale de telecomunicații de mare capacitate, se vor putea realiza sisteme de radionavigație de mare precizie pe orice timp, sisteme permițînd difuzarea de știri și imagini pentru presă, sisteme permițînd primirea și difuzarea de buletine meteorologice, observarea formării norilor și mișcării maselor de aer pentru întocmirea de prognoze de timp cît mai exacte etc.

Radioastronomia constituie de asemenea o disciplină științifică de mare importanță, ea permițînd să se completeze observațiile astronomice efectuate cu mijloace optice și să se lărgească cunoștințele omului asupra originii, naturii și activității universului.

Folosirea sateliților artificiali ai pămîntului în telecomunicații constituie un mijloc nou de comunicație, deschide posibilități largi mijloacelor existente, permițînd transmiterea unei mai mari cantități de informații la distanțe mari putînd atinge orice parte a globului și fără majoritatea inconvenientelor pe care le prezintă mijloacele actuale. Domeniile mai importante în care pot fi utilizate radiocomunicațiile spațiale, precum și particularitățile de folosire a acestora sînt date în cele ce urmează.

1. *Serviciul de telecomunicații publice.* Una dintre principalele utilizări ale sateliților artificiali ai pămîntului va fi fără îndoială în domeniul realizării unui volum important de trafic telefonic, telegrafic, de radiodifuziune și televiziune atît pe scară regională, cît și pe scară mondială. În cursul ultimilor ani, cererea economiilor naționale și a publicului pentru noi căi de telecomunicații de mare capacitate a crescut neîncetat pe scară mondială și, deși este greu de făcut previziuni privind nevoile de căi de telecomunicații pentru o perioadă mai îndepărtată, după părerea unui grup de experți, capacitatea sistemelor de telecomunicații care leagă între ele diversele părți ale lumii, inclusiv regiunile în curs de dezvoltare, va trebui multiplicată cu 5 pînă în 1970 pentru a face față nevoilor. Satisfacerea acestor cereri s-a făcut pînă în prezent fie prin pozarea de cabluri submarine, fie prin utilizarea radiocomunicațiilor pe unde decametrice.

Posibilitatea construirii de cabluri submarine de capacitate mai mare și pozarea lor pe direcții unde se justifică din considerente economice ar putea ameliora situația. Totuși, pe de o parte, capacitatea cablurilor submarine rămîne încă relativ mică și aproape complet utilizată chiar din momentul pozării, iar pe de altă parte, cablurile nu pot deservi efectiv un număr mare de destinatari, așa cum o pot face sateliții.

Folosirea radiocomunicațiilor pe unde decametrice prezintă și ea mai multe inconveniente. Unul este fedingul care reduce calitatea recepției, putînd chiar să întrerupă complet legătura în momente imprevizibile. Altul este necesitatea de a schimba frecvența după ora din zi, sezon și ciclul de 11 ani de activitate solară. De asemenea, problema aglomerării continue a spectrului în aceste benzi devine tot mai critică și necesită măsuri care să ducă la o ameliorare a situației.

În consecință, este necesar să se folosească noi mijloace pentru a se face față cererilor crescînde în canale de telecomunicații din partea tuturor popoarelor lumii. Realizarea și exploatarea unui sistem de telecomunicații cu ajutorul sateliților artificiali ai pămîntului prezintă o soluție practică cu multe avantaje. Din calculele efectuate prețul pe cale va fi comparabil cu prețul realizat în prezent cu ajutorul cablurilor submarine sau al legăturilor prin unde decametrice. Față de acestea, un sistem de telecomunicații folosind sateliții va fi capabil să transmită și programe de televiziune de bandă largă, precum și diverse date cu mare viteză, lucru ce depășește posibilitățile sistemelor actuale de cabluri și legături radioelectrice.

De asemenea, este neîndoielnic că telecomunicațiile prin sateliți vor asigura căi de transmisie a căror calitate și siguranță în funcționare vor fi mult superioare celor din sistemele de unde decametrice.

Sateliții folosiți în domeniul telecomunicațiilor pot fi activi sau pasivi. Prin satelit activ se înțelege satelitul care asigură retransmiterea semnalelor de radiocomunicații cu ajutorul unei stații radioelectrice aflate la bord, iar prin satelit pasiv, satelitul care asigură retransmiterea semnalelor de radiocomunicații prin difuzarea sau reflectarea lor de suprafața metalizată a satelitului. În cazul sateliților activi instalațiile terestre sînt mai simple, dar sînt destul de complexe cele de la bordul satelitului; în cazul sateliților pasivi instalațiile terestre sînt mai complexe, în schimb satelitul nu cuprinde nici un fel de instalație la bord. Sateliții activi pot fi, la rîndul lor, cu transmitere imediată, atunci cînd recepționează semnalele de la punctul de emisie și le transmite imediat spre punctul de recepție, sau cu dispozitiv de memorizare atunci cînd recepționează semnalele în zona vizibilității punctului de emisie și le retransmite cînd ajunge în zona vizibilității punctului de recepție. Dispozitivul de memorizare poate fi cu acționare automată sau cu comandă de pe pămînt.

Sateliții de telecomunicații pot avea orbite cu apogeul cuprins între 4 000 și 36 000 km în vederea asigurării continuității legăturii pe o durată de timp cît mai mare. În tabela 1

este arătat numărul de sateliți în funcție de înălțimea orbitei pentru asigurarea unei legături cu diverse procente de întrerupere între două puncte situate la distanță de 2 500 km. În acest caz sateliții sînt folosiți succesiv, astfel că atunci cînd unul iese din zona vizibilității dintre punctele între care se stabilește legătura, următorul satelit intră în zonă.

Tabela 1

Înălțimea orbitei, în km	Numărul sateliților pentru un anumit procent de întrerupere			
	10%	1%	0,1%	0.01%
3 200	11	23	35	47
4 000	10	21	31	42
4 800	9	18	27	37

Antenele stațiilor terestre sînt mobile, fiind comandate de dispozitive de programare și dispozitive de radiolocație pentru a urmări sateliții în mișcare. Pe măsura înălțării orbitei, zona de deservire devine mai întinsă, ajungîndu-se ca la înălțimea de circa 36 000 km să se realizeze așa-numiții sateliți staționari cu orbită ecuatorială avînd o viteză sincronizată cu cea a pămîntului. Se prevede că un singur satelit staționar poate deservi în mod continuu o zonă întreagă și că un grup de asemenea trei sateliți ar putea ajunge pentru a deservi întregul glob pămîntesc, cu excepția unor zone în jurul polilor. Sateliții staționari prezintă avantajul că antenele stațiilor terestre pot fi fixe și deci mai simple și mai ieftine și nu necesită transferarea traficului de pe un satelit pe altul cînd aceștia trec prin zona de deservire.

Pînă în prezent au fost efectuate experiențe cu sateliți pasivi și activi cu orbită de înălțime medie, iar în ultimul timp și cu sateliți de tip staționar. Cu ajutorul sateliților de tip Telstar s-a reușit efectuarea de schimburi intercontinentale de programe de televiziune, iar cu satelitul staționar Syncom II s-au obținut, printre rezultatele mai deosebite, legături telefonice directe între California și Lagos (Nigeria) la o distanță de circa 13 000 km.

Tot ca o ilustrare a posibilităților oferite de sateliții artificiali ai pămîntului, s-a organizat, în timpul Conferinței administrative extraordinare de radiocomunicații spațiale, transmiterea prin televiziune a unui mesaj de salut din partea Secretarului general al O.N.U. U Thant adresat conferinței direct din cabinetul de lucru al acestuia din New-York, cum și transmiterea unui mesaj de răspuns din partea Secretarului general al U.I.T. din sala Conferinței din Geneva, calitatea transmisiei fiind bună.

Benzile de frecvențe optime pentru sateliții de telecomunicații sînt cuprinse între 1 și 10 GHz și în special între 3 și 7 GHz.

Crearea unui sistem mondial de sateliți pune probleme foarte importante de ordin financiar, administrativ și tehnic. Este încă prea devreme să se poată prevedea care va fi configurația internațională a unui asemenea sistem și metoda exactă care va permite să se ajungă la realizarea lui. Un sistem mondial de sateliți va fi probabil produsul unei dezvoltări continue, primele realizări fiind efectuate de un număr mic de țări mai dezvoltate, la care se vor alătura treptat și alte țări în măsura posibilităților. Mulți specialiști consideră că dezvoltarea comunicațiilor spațiale va cuprinde trei faze întinse pe perioada din prezent și pînă la sfîrșitul secolului. Astfel, într-o primă fază se va realiza, fără îndoială, un sistem mondial de sateliți de mică putere, deservind stații terestre care vor fi în general complexe, de mare cîștig și racordate la rețelele de distribuție obișnuite. Acest sistem va asigura legături telefonice și telegrafice tot atît de bune ca și cele mai bune mijloace de care se dispune în prezent și va permite să se transmită și programele de televiziune și radiodifuziune. În cursul celei de-a doua faze un sistem de sateliți de putere mare radiind spre stații de sol mai puțin complexe va permite efectuarea de telecomunicații directe între orașe și poate chiar și recepționarea directă cu instalații ordinare a programelor de radiodifuziune și televiziune. În ultima fază un sistem complet de sateliți locuiți va asigura relații directe între orașe, țări și continente.

2. *Serviciul de radiodifuziune și televiziune.* Mijloacele tehnice folosite pînă în prezent nu oferă posibilitatea transmiterii directe intercontinentale a programelor de televiziune. La traversarea unui ocean nu se poate recurge la legăturile radio în înaltă frecvență (unde decametrice) din cauza benzii de frecvență foarte largi necesară transmisiei precum și a caracterului propagării frecvențelor utilizate. Liniile de radiorelee necesită un număr mare de stații intermediare, fie pe bordul navelor sau avioanelor, fie pe insule, dacă acestea se găsesc convenabil amplasate. S-ar putea desigur adapta cablurile submarine pentru transmiterea televiziunii la mare distanță, dar aceasta ar fi deosebit de costisitor din cauza lărgimii de bandă necesare.

S-au propus, de asemenea, metode de comprimare a spectrului de frecvență, dar pînă în prezent acestea nu au dat rezultate satisfăcătoare.

Sateliții deschid în acest fel o nouă eră pentru televiziune, permițînd efectuarea unui schimb internațional direct de programe și oferind telespectatorilor posibilitatea de a asista la desfășurarea unor evenimente care se produc la mari distanțe, în momentul în care acestea se desfășoară.

O serie de probleme pur tehnice legate de efectuarea schimburilor de programe de tele-

viziune prin intermediul sateliților au fost deja rezolvate. Calitatea imaginilor recepționate a fost foarte bună, majoritatea dintre ele fiind lipsite de feding, avînd o definiție bună, un contrast bun și un nivel de zgomot slab. Experiențele efectuate cu transmiterea de imagini în culori, care necesită un nivel tehnic mai ridicat, au decurs de asemenea în condiții bune.

Comunicațiile spațiale oferă, de asemenea, noi posibilități radiodifuziunii și în special celei din țările în curs de dezvoltare. Se cunoaște faptul că multe regiuni ale lumii nu sînt încă în măsură să asigure recepția regulată a unei emisiuni radio de calitate. Utilizarea sateliților și punerea la punct în timp util a unor receptoare ieftine cu tranzistoare, capabile să recepționeze stațiile locale ce retransmit recepția emisiunilor spațiale, ar putea stimula mult radiodifuziunea, îmbunătățindu-i calitatea și regularitatea funcționării.

Atît pentru radiodifuziune, cît și pentru televiziune, folosirea sateliților poate fi făcută în trei feluri. Primul fel constă, așa cum l-au arătat recentele transmisiuni transatlantice, în retransmiterea programelor de televiziune schimbate între țări situate în diferite părți ale lumii cu ajutorul stațiilor locale ale țării sau țărilor care primesc programul.

A doua posibilitate constă în difuzarea directă a programelor unei țări în atenția auditorilor sau telespectatorilor altei țări. Această formă necesită însă rezolvarea a numeroase probleme tehnice și de alt ordin aflate în prezent în studiu.

Al treilea mod este folosirea unui satelit staționar pentru lărgirea cîmpului de acțiune al unei singure stații asupra totalității unei țări mari sau unui grup de țări vecine. Desigur că și în acest caz este necesar un nou progres în domeniul tehnicii sateliților.

Transmiterea directă de pe sateliți către radioascultători și telespectatori a programelor de radio și televiziune, care să poată fi recepționate cu receptoarele ordinare completate cu adaptoare, va deschide o gamă de posibilități noi, atît pe plan național cît și pe plan internațional. În acest caz, deși diferența de fuse orare și diferențele lingvistice ar mai ridica unele probleme, s-ar putea întrevedea posibilitatea ca telespectatorul să aibă într-o zi alegerea nu numai a unuia dintre cele două-trei programe naționale sau locale, ci a unui număr mare de stații repartizate în lumea întreagă, ca în cazul radiodifuziunii pe unde decametrice în prezent.

În privința benzilor de frecvențe care ar putea fi folosite pe sateliți pentru emisiuni directe de radiodifuziune și televiziune, se consideră că efectele ionosferei ar împiedica desfășurarea continuă a unor asemenea emisiuni în benzile de unde kilometrice, hectometrice și decametrice. Benzile de unde metrice și decimetrice atribuite radiodifuziunii convin din punctul de vedere al propagării, dar folosirea lor în radiodifuziunea spațială necesită un partaj în timp și un partaj geografic, deoarece canalele din aceste benzi fac deja obiectul în cea mai mare parte a lumii a numeroase asignații prevăzute în planuri.

Folosirea acestor benzi pentru radiodifuziunea și televiziunea spațială ridică deci problema partajului, care trebuie să mai fie încă studiată. În ceea ce privește banda de unde centimetrice, ea ar conveni acestui scop, dar această bandă nu este încă folosită în radiodifuziune și televiziune și nici nu există încă receptoare care să asigure recepția în această bandă.

Conferința administrativă extraordinară de radiocomunicații spațiale, analizînd situația radiodifuziunii și televiziunii, a adoptat o recomandare în care se prevede să se urgenteze studiile și să se stabilească posibilitățile tehnice de realizare a emisiunilor de radiodifuziune și televiziune direct de pe sateliți, caracteristicile optime ale sistemelor ce urmează a fi folosite, benzile de frecvențe convenabile din punct de vedere tehnic, precum și condițiile de partaj în aceste benzi între serviciul de radiodifuziune prin sateliți și serviciile terestre.

3. *Serviciul de radionavigație prin sateliți.* În serviciul de radionavigație prin sateliți se pot folosi diverse metode care permit obținerea unui serviciu permanent cu o precizie cel puțin egală cu cea a metodelor clasice. Dintre metodele cu mai multă perspectivă, citățm metoda determinării unghiului de declinație, a azimutului și a variației distanței după efectul Doppler. Studiile efectuate pînă în prezent arată că orbita optimă pentru aceste aplicații este o orbită polară circulară cu altitudinea de ordinul a 900 km pentru sistemele măsurînd variația distanței și de 8 000 km pentru sistemele măsurînd unghiul de declinație și azimutul.

Pentru măsurarea distanței se obține o precizie satisfăcătoare folosind frecvențe în gama de 100—1 000 MHz. Frecvențele optime pentru sistemele care folosesc unghiul de declinație sînt cuprinse între 8 și 20 GHz. Sistemele de radionavigație prin sateliți folosesc benzi foarte înguste de frecvențe în gamele menționate.

4. *Serviciul de sateliți meteorologici.* Se prevede realizarea unui sistem mondial de sateliți meteorologici, cu ajutorul căruia să se obțină și să se difuzeze informațiile meteorologice. Pe sateliții meteorologici vor funcționa echipamente radio care să permită obținerea de fotografii complete a păturilor de nori, instalații radar pentru detectarea precipitațiilor și a norilor, aparate de măsură pentru diverse fenomene solare etc. Datele obținute vor putea fi transmise spre pămînt, fie prin emisiuni continue, fie la recepționarea unui semnal de tele-

comandă provenit de la o stație terestră care are nevoie de informații meteorologice.

5. *Serviciul de radioastronomie.* Radioastronomia a adus o contribuție substanțială cercetărilor relative la soare și la influența lui asupra mediului terestru, asupra fizicii atmosferei, atmosferei altor planete și asupra proprietăților magnetice ale gazelor ionizate și ale mediului interstelar.

S-au obținut informații prețioase asupra limitării impuse de zgomotele radioelectrice, problemă foarte importantă privind radiocomunicațiile spațiale.

Serviciul de radioastronomie contribuie la cunoașterea universului și a originii sale prin recepția și detectarea semnalelor radioelectrice provenite de la diferite fenomene naturale care se produc în cosmos. Sursele acestor fenomene sînt de o putere imensă în raport cu cele mai mari generatoare de unde radioelectrice cunoscute, dar, deoarece distanța de la acestea la pămînt este de asemenea considerabilă, imensitatea spațiului cosmic le atenuează în așa măsură încît energia celor mai multe semnale recepționate este infinitezimală în raport cu semnalele folosite curent în radiocomunicații.

Din această cauză serviciul de radioastronomie reclamă folosirea unor benzi de frecvență determinate în special de radiațiile provenite de la fenomenele naturale, ca de pildă : 406—410 MHz ; 606—614 MHz ; 1 400—1 427 MHz ; 2 690—2 700 MHz etc.

Organizarea și folosirea efectivă a serviciilor de radiocomunicații spațiale sînt posibile numai cu condiția determinării exacte a funcțiunilor lor, a programului de lucru și a asigurării unor condiții normale de funcționare. În acest scop este necesară atribuirea unor benzi de frecvențe optimale atît pentru serviciile de bază cît și pentru serviciile auxiliare, ca telecomandă, telemăsură, urmărire, identificare etc., și să se asigure protecția necesară în aceste benzi. Analizîndu-se însă necesitățile prezente în benzi de frecvențe pentru serviciile spațiale și radioastronomie, se constată că benzile de frecvență optimale din punctul de vedere al acestor servicii sînt deja repartizate sistemelor terestre de radiocomunicații, și în consecință Conferința administrativă extraordinară de radiocomunicații spațiale, analizînd serviciu cu serviciu și bandă cu bandă, a trebuit fie să schimbe repartiția internațională a acestor benzi, fie să asigure folosirea în comun de către serviciile spațiale și terestre. În vederea rezolvării acestei probleme au fost folosite rezultatele studiilor și experiențelor efectuate atît în cadrul Comitetului consultativ internațional de radiocomunicații (C.C.I.R.), cît și de către diverse administrații.

Criteriile recomandate pentru folosirea în comun a benzilor de frecvențe între unele servicii sînt următoarele :

Pentru sistemele de telecomunicații prin sateliți sau pentru sistemele de sateliți meteorologici de bandă largă lucrînd în aceleași benzi de frecvențe cu servicii terestre și funcționînd cu modulație de frecvență cu deviație mare, intensitatea fluxului produs la suprafața pămîntului de către emisiunile stației spațiale nu trebuie să depășească —130 dBW/m², pentru orice unghi de sosire. În plus, semnalele radiate de o asemenea stație spațială trebuie să fie modulate continuu, la nevoie de o undă de formă convenabilă, astfel ca intensitatea fluxului să nu depășească în nici un caz —149 dBW/m², într-o bandă oarecare largă de 4 kHz, indiferent de unghiul de sosire.

Pentru sistemele de telecomunicații prin sateliți sau pentru sistemele de sateliți meteorologici de bandă largă lucrînd în aceleași benzi de frecvențe cu serviciile terestre și folosind alt tip de modulație decît modulația în frecvență cu deviație mare, intensitatea fluxului produs la suprafața pămîntului de emisiunile unei stații spațiale, măsurate într-o bandă oarecare cu lărgimea de 4 kHz, nu trebuie să depășească —152 dBW/m², indiferent de unghiul de sosire.

În benzile în care stațiile spațiale ale serviciului de telecomunicații prin sateliți recepționează semnale provenind de la stațiile terestre din serviciile fix sau mobil, valoarea maximală a puterii aparente radiate de un emițător al stației terestre și de antena conexă nu trebuie să depășească +55 dBW/m², iar nivelul maxim de putere furnizat antenei de un asemenea emițător nu trebuie să depășească +13 dBW.

În benzile folosite în comun de serviciul de telecomunicații prin sateliți sau de sateliții meteorologici de bandă largă și de serviciul fix sau mobil, antenele stațiilor de pe sol ale primelor două servicii nu trebuie să emită sub unghiuri mai mici de 5° măsurate între axul lobului principal și planul orizontal, în afară de cazuri în care există un acord între administrațiile interesate.

Deciziile Conferinței administrative extraordinare de radiocomunicații spațiale, care modifică și completează prevederile actualului Regulament al radiocomunicațiilor (Geneva, 1959) vor intra în vigoare la 1 ianuarie 1965.

Rezolvarea problemelor legate de folosirea radiocomunicațiilor spațiale depinde în mare măsură de realizarea unei cooperări tehnice, deoarece telecomunicațiile prin natura lor reclamă o strînsă colaborare între țări, care se impune cu atît mai mult în cazul creării și exploatării în comun a unui sistem mondial de sateliți. Un exemplu de asemenea cooperare îl constituie acordul realizat între U.R.S.S. și S.U.A. de a colabora în trei domenii de activitate spațială, și anume : lansarea coordonată de sateliți pentru stabilirea unei hărți de cîmp magnetic terestru, lansarea coordonată de sate-

liți meteorologici cu schimb de date și efectuarea unor experiențe de telecomunicații spațiale cu ajutorul unui satelit pasiv.

Cooperarea internațională prezintă mai multe avantaje pentru dezvoltarea telecomunicațiilor spațiale. În primul rînd, ea furnizează cadrul unei repartiții de frecvențe, lucru indispensabil pentru evitarea interferențelor. În al doilea rînd, ea ușurează construcția și utilizarea stațiilor de pe sol și a rețelelor de distribuție la care sînt conectate.

În sfîrșit, cooperarea internațională oferă, de asemenea, mari posibilități de ajutor țărilor în curs de dezvoltare, punîndu-le la dispoziție cunoștințele, experiența și tehnica necesară unor asemenea obiective.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Documentele de lucru ale Conferinței administrative extraordinare de radiocomunicații spațiale* (Geneva, 1963).

[2] *Les communications, spatiales et les moyens de grande information.* Rapport présenté par l'UNESCO à l'loccasion de la Conférance de 1963 sur les communications spatiales.

[3] *Actes finals de la Conférence administrative extraordinaire de radiocommunications, chargée d'attribuer des bandes de fréquences pour les radiocommunications spatiales* (Geneva, 1963).

Prof. ing. PAUL POSTELNICU

Interpretarea atenuării de echilibrare a sistemelor diferențiale din circuitele telefonice, ca o atenuare de ecou

Transformatorul diferențial are multiple utilizări în sistemele de transmisiuni telefonice și modul său de funcționare interesează atît în studiul transmisiunilor pe fir, cît și în acela al cuadripolilor în punte.

În figura 1 este reprezentată schema de principiu simplificată a transformatorului diferențial folosit în circuitele telefonice, pentru trecerea de la o secțiune de circuit pe două fire la o secțiune pe patru fire.

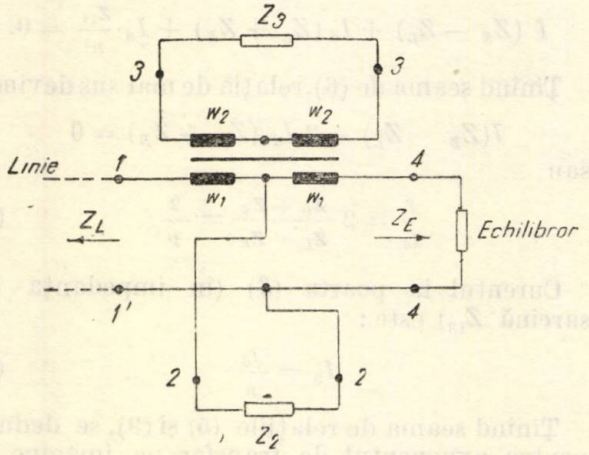


Fig. 1. *Transformator diferențial pentru repetoare vocale.*

La poarta (*1*), a transformatorului diferențial, este conectată linia, iar la poarta (*4*), un dipol a cărui impedanță trebuie să fie cît mai egală cu impedanța liniei, în banda de frecvență transmisă, pentru a se asigura stabilitatea circuitului.

În practică, nu se poate obține o egalitate perfectă între impedanța echilibrorului Z_E și impedanța liniei Z_L. Abaterea relativă dintre aceste impedanțe, pe care o notăm cu p, are expresia :

$$p = \frac{Z_L - Z_E}{Z_L + Z_E}, \qquad (1)$$

analogă coeficientului de reflexie sau de neadaptare între impedanțele Z_L și Z_E, și poate fi numită coeficient de dezechilibru.

Mărimea caracteristică a transformatorului diferențial, închis cu cele două impedanțe Z_L și Z_E, ca în figura 1, este atenuarea pe imagini a cuadripolului cu porțile (*2*) și (*3*). Această atenuare, în ipoteza că $|p| \ll 1$ și a unui transformator perfect (ideal), are expresia :

$$a_{2-3} \simeq \ln 2 + \ln \left| \frac{1}{p} \right| \text{ [N]} \qquad (2)$$

în care termenul $\ln|1/p|$ este numit atenuare de echilibrare și se notează cu a_e .

Această relație poate fi dedusă în mai multe moduri. În lucrările de nivel superior, se utilizează de obicei metoda următoare [1], [2]. Se determină impedanțele la intrare în scurt și gol sau impedanțele la intrare în gol și impedanța de transfer a cuadripolului (*2—3*) și se deduce apoi exponentul de transfer pe imagini, folosind formulele cunoscute din teoria cuadripolului pasiv. În lucrările de nivel mediu și uneori în cele de nivel superior [3], [4], se determină curenții din rețeaua dată în figura 1 cu ajutorul ecuațiilor lui Kirchoff și se calculează apoi atenuarea compusă. Aceste din urmă metode sînt laborioase.

În cele ce urmează, se va deduce relația (2) printr-o metodă simplă, intuitivă și se va arăta că în anumite condiții de terminație a transformatorului diferențial la porțile (*2*) și (*3*) unda care apare de exemplu la poarta (*3*) atunci cînd se aplică sursa de energie la poarta (*2*), provine din unda reflectată la poarta (*1*) și că relația (2) este perfect exactă (fără condiția

$|p| \ll 1$), pentru atenuarea compusă a cuadripolului (*2—3*). De asemenea, se va da o formulă generală simplă a atenuării compuse a cuadripolului (*2—3*), care permite o interpretare fizică, pe baza fenomenului de reflexie.

Parametrii pe imagine ai cuadripolilor (*2—3*), (*1—2*) și (*1—3*), în cazul unei echilibrări perfecte a transformatorului diferențial ($Z_E = Z_L$)

Transformatorul diferențial funcționează în fond ca o combinație de trei cuadripoli : cuadripolul (*1—2*), cuadripolul (*1—3*), pe cele două căi de transmisie ale circuitului telefonic și cuadripolul (*2—3*), ca o rețea de cuplaj între aceste căi (fig. 1).

Dacă presupunem sursa de energie aplicată la poarta (*2*), se vede ușor că în ipoteza $Z_E = Z_L$ curentul la poarta opusă (*3*) este nul și că impedanța la intrare la poarta (*2*) a cuadripolului (*2—3*) are valoarea :

$$Z_{i2} = \frac{Z_L Z_E}{Z_L + Z_E} = \frac{Z_E}{2}. \qquad (3)$$

Deoarece această impedanță este independentă de sarcina conectată la poarta opusă (*3*), rezultă că este egală cu impedanța imagine a cuadripolului (*2—3*), la poarta (*2*).

În mod analog, se deduce că impedanța imagine a acestui cuadripol, la poarta (*3*), este dată de expresia :

$$Z_{i3} = 2\, n^2\, Z_E. \qquad (4)$$

Atenuarea cuadripolului (*2—3*) în această situație ($Z_E = Z_L$) este infinită.

Presupunînd acum că la porțile (*2*) și (*3*) sînt conectate impedanțele imagine Z_{i2} și Z_{i3}, se deduce că impedanța la intrare la poarta (*1*) este egală cu Z_E, independent de impedanța conectată la poarta (*4*), la care avem o tensiune nulă.

Rezultă că impedanțele imagine ale cuadripolului (*1—2*), în cazul că la poarta (*3*) este conectat dipolul cu impedanță Z_{i3} și la poarta (*4*), dipolul Z_E, sînt egale respectiv cu Z_E și Z_{i2} (dată de relația 3).

Se deduce de asemenea ușor că exponenții pe imagini ai cuadripolilor (*1—2*) și (*1—3*), în condițiile arătate, sînt egali cu 0,5 ln2.

Impedanțele imagine și exponenții de transfer ai cuadripolilor (*4—2*) și (*4—3*) sînt analoge celor deduse pentru cuadripolii (*1—2*) și (*1—3*).

Calculul atenuării pe imagini a cuadripolului (*2—3*), în ipoteza $|p| \ll 1$

Presupunînd o sursă de energie conectată la poarta (*2*), se vede că, în ipoteza arătată mai sus, puterea absorbită de sarcina conectată la poarta (*3*) este neglijabilă și se deduce pentru impedanța la intrare și impedanța imagine la poarta (*2*), a cuadripolului (*2—3*), expresia aproximativă :

$$Z_{i2} \simeq \frac{Z_L Z_E}{Z_L + Z_E} \simeq \frac{Z_L + Z_E}{4}. \qquad (5)$$

În mod analog, se deduce pentru impedanța imagine la poarta (*3*):

$$Z_{i3} \simeq n^2 (Z_L + Z_E). \qquad (6)$$

În figura 2, este reprezentat cuadripolul (*2—3*), închis la porțile (*2*) și (*3*), cu impedanțele imagine Z_{i2} și Z_{i3}, date de relațiile (5) și (6), sursa fiind aplicată la poarta (*2*).

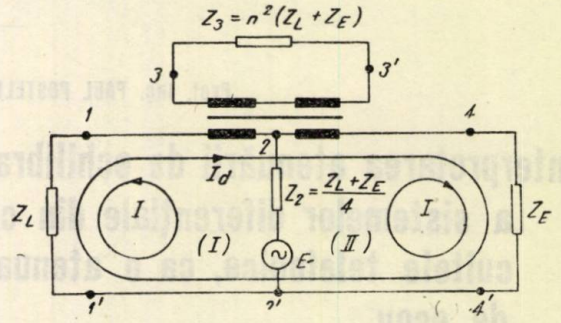


Fig. 2. *Trecerea curenților de la poarta* (2) *la poarta* (3) *în cazul terminației pe impedanțele imagine.*

Pentru aplicarea ecuațiilor lui Kirchoff, descompunem curenții din ochiurile (*I*) și (*II*) în componentele simetrice sau echilibrate, *I*, și componenta de dezechilibru, I_d, așa cum se arată în figura 2.

Curentul ce intră prin poarta (*2*) este :

$$I_2 = 2I. \qquad (7)$$

În ochiul parcurs de curentul I_d, avem :

$$I\,(Z_E - Z_L) + I_d\,(Z_L + Z_E) + I_d \cdot \frac{Z_{i1}}{n^2} = 0.$$

Ținînd seama de (6), relația de mai sus devine :

$$I(Z_E - Z_L) + 2\,I_d\,(Z_L + Z_E) = 0$$

sau

$$\frac{I}{I_d} = 2\,\frac{Z_L + Z_E}{Z_L - Z_E} = \frac{2}{p}. \qquad (8)$$

Curentul la poarta (*3*) (în impedanța de sarcină Z_{i3}) este :

$$I_3 = \frac{I_d}{n}. \qquad (9)$$

Ținînd seama de relațiile (5) și (9), se deduce pentru exponentul de transfer pe imagine al cuadripolului (*2—3*):

$$g_{2-3} \simeq \frac{1}{2}\,\ln\frac{Z_{i2} \cdot I_2^2}{Z_{i3}\, I_3^2} \simeq \ln\frac{I_2}{2n\, I_3} = \ln\frac{I}{I_d} =$$

$$= \ln 2\,\frac{Z_L + Z_E}{Z_L - Z_E} \qquad (10)$$

și pentru atenuarea pe imagine, relația (2).

Din relația (10) se vede că atenuarea pe imagini este egală cu atenuarea curentului de dezechilibru I_d, față de curentul simetric I.

Ținînd seama de relația (8), se poate arăta că eroarea asupra atenuării pe imagini, introdusă de aproximațiile conținute de relațiile (5) și (6), este neglijabilă dacă $|p| < 0{,}2$.

Calculul atenuării compuse a cuadripolului (2—3) lucrînd între impedanțele $Z_E/2$ și $2\ n^2\ Z_E$

În figura 3, este reprezentat cuadripolul (2—3), închis cu impedanțele arătate mai sus, notîndu-se curenții în ochiurile (I) și (II), cu I_L și I_E.

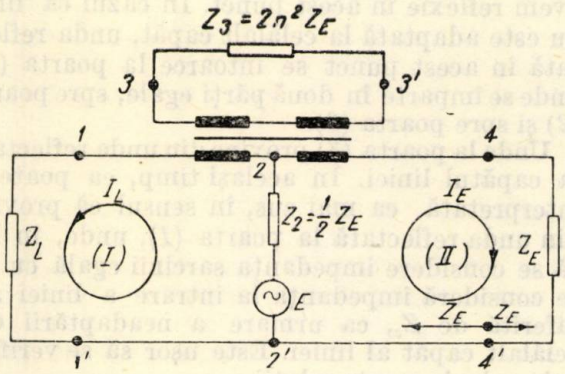


Fig. 3. *Trecerea curenților de la poarta (2) la poarta (3) în cazul terminațiilor* $Z_2 = Z_E/2$ *și* $Z_3 = 2\ n^2\ Z_E$.

Între acești curenți și curenții I și I_d, utilizați mai sus, avem relațiile:

$$I_L = I + I_d,\ I_E = I - I_d$$

sau

$$I = \frac{I_L + I_E}{2},\ I_d = \frac{I_E - I_L}{2}.$$

Căderea de tensiune în înfășurările W_1 este în acest caz dată de relația:

$$U_{1-4} = I_d \frac{Z_3}{n^2} = (I_L - I_E)\ Z_E.$$

De asemenea este de observat că tensiunile la bornele înfășurărilor W_1, adică la bornele (1—2) și (2—4), sînt egale, adică $U_{1-2} = U_{2-4} = U$, unde cu U s-a notat valoarea comună.

Ținînd seama de aceste observații și scriind căderile de tensiune în ochiurile (I), (II) și (III), acesta din urmă fiind ochiul parcurs de curentul de dezechilibru I_d, se obțin ecuațiile:

$$E = (I_L + I_E)\frac{Z_E}{Z} + I_E Z_E + U;$$

$$E = (I_L + I_E)\frac{Z_E}{Z} + I_L Z_L - U;$$

$$I_E Z_E - I_L Z_L + (I_E - I_L) Z_E = 0.$$

Eliminînd pe U din aceste ecuații, se obține:

$$2E = (I_L + I_E) Z_E + I_E Z_E + I_L Z_L;$$

$$2\ I_E\ Z_E = I_L\ (Z_L + Z_E).$$

Din aceste ecuații se deduce:

$$I_E = \frac{E}{2\ Z_E},\ I_L = \frac{E}{Z_E + Z_L}; \qquad (11)$$

$$I_d = \frac{I_E - I_L}{2} = \frac{E}{4\ Z_E} \cdot \frac{Z_L - Z_E}{Z_L + Z_E} = \frac{E}{4Z_E} . p. \qquad (12)$$

În sarcina $Z_3 = 2\ n^2\ Z_E$, conectată la poarta (3), avem curentul $I_3 = I_d/n$ și puterea complexă:

$$U_3 I_3 = 2\ n^2 Z_E\ I_3^2 = \frac{E^2 p^2}{8\ Z_E}.$$

Conectînd, la bornele generatorului cu impedanța internă $Z_E/2$, o sarcină de aceeași impedanță și notînd cu I_0 și U_0 curentul și tensiunea aplicate acesteia, avem:

$$U_0 I_0 = \frac{E^2}{2\ Z_E}.$$

Conform definiției, exponentul de transfer compus are expresia:

$$g_c = \frac{1}{2} \ln \frac{U_0\ I_0}{U_3\ I_3} = \frac{1}{2} \ln \frac{E^2}{2\ Z_E} \cdot \frac{8\ Z_E}{E^2\ p^2} = \ln \frac{2}{p} =$$

$$= \ln 2\ \frac{Z_L + Z_E}{Z_L - Z_E} \qquad (13)$$

și atenuarea compusă

$$a_c = \ln 2 + \ln \left| \frac{Z_L + Z_E}{Z_L - Z_E} \right|. \qquad (14)$$

Spre deosebire de relația (2), formulele (13) și (14) nu introduc nici o aproximare și nu sînt limitate de condiția $|p| \ll 1$.

Curentul în impedanța Z_L, dat de formula (11), poate fi descompus în modul următor:

$$I_L = \frac{E}{Z_L + Z_E} = I'_L - I''_L = \frac{E}{2\ Z_E} - \frac{E}{2\ Z_E} \cdot \frac{Z_L - Z_E}{Z_L + Z_E}. \qquad (15)$$

Prima componentă (I'_L) reprezintă curentul direct (în cazul adaptării perfecte) și a doua componentă (I''_L), curentul reflectat la poarta (1), ca urmare a neadaptării între impedanța imagine a cuadripolului (1—2), egală cu Z_E, și impedanța sarcinii (Z_L).

Ținînd seama de relația (12), se vede că $I_d = 0{,}5\ I''_L$. Curentul I''_L, reflectat la poarta (1), se împarte în două părți egale: o parte dă naștere curentului de dezechilibru I_d, deci curentului la poarta (3) și o parte, curentului de reflexie ce se întoarce la poarta (2).

Rezultatul de mai sus poate fi dedus şi în modul următor [5]: unda directă, ce se obţine considerînd impedanţa la poarta de intrare (2) egală cu impedanţa imagine $Z_E/2$, se împarte ca putere complexă $(I_2' U_2')$ în două părţi egale, jumătate la poarta (1) şi cealaltă jumătate la poarta (4), deoarece exponenţii de transfer pe imagini g_{2-1} şi g_{2-4} au valoarea $0{,}5 \ln 2$. Unda care ajunge la poarta (4) nu se reflectă în acest punct, unde avem adaptare. Unda care ajunge la poarta (1) se reflectă, coeficientul de reflexie fiind egal cu p. Pentru unda reflectată la poarta (1), avem deci:

$$U_1'' I_1'' = p^2 \frac{U_2' I_2''}{2}.$$

Această undă se împarte în două părţi egale: o parte la poarta (3) şi cealaltă la poarta (2). La poarta (3), avem deci:

$$U_3 I_3 = \frac{1}{2} U_1'' I_1'' = \frac{1}{4} p^2 U_2' I_2'. \qquad (16)$$

Deoarece $U_2' I_2'$ corespunde puterii complexe debitată de generatorul folosit într-o impedanţă egală cu impedanţa sa internă $(Z_E/2)$, exponentul de transfer compus rezultă din expresia (16):

$$g_c = \frac{1}{2} \ln \frac{U_2' I_2'}{U_3 I_3} = \ln \frac{2}{p} = \ln 2 \frac{Z_L + Z_E}{Z_E - Z_E}.$$

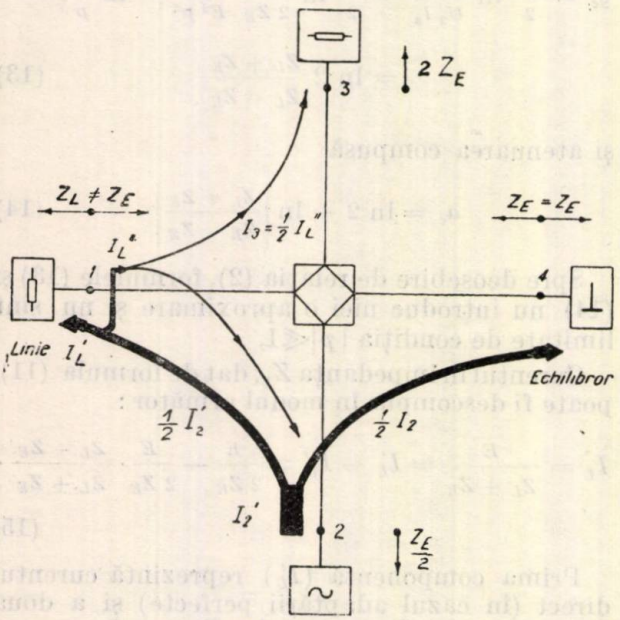


Fig. 4. *Reprezentarea schematică a trecerii curenţilor de la poarta (2) la poarta (3), în cazul terminaţiilor* $Z_2 = Z_E/2$ *şi* $Z_3 = 2\, n^2 Z_E$.

Pentru o prezentare mai intuitivă a curenţilor, aceştia au fost reprezentaţi în figura 4, în ipoteza că raportul de transformare n s-a luat egal cu 1.

Fenomenul arătat mai sus apare ca evident în următorul caz particular, reprezentat în figura 5. Presupunem că la poarta (1) este conectată o linie cu impedanţa caracteristică Z_c şi că avem impedanţele de sarcină $Z_4 = Z_E = Z_c$, $Z_2 = Z_c/2$ şi $Z_3 = 2\, n^2 Z_c$.

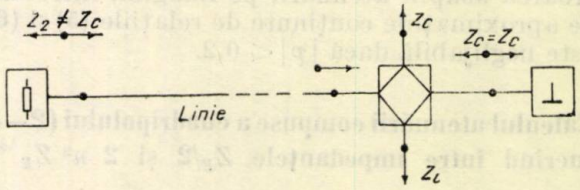


Fig. 5. *Transformator diferenţial conectat la o linie neadaptată în capătul opus.*

În acest caz, impedanţa imagine la poarta (1), a cuadripolului (2—1), este egală cu Z_c şi nu avem reflexie în acest punct. În cazul că linia nu este adaptată la celălalt capăt, unda reflectată în acest punct se întoarce la poarta (1), unde se împarte în două părţi egale, spre poarta (2) şi spre poarta (3).

Unda la poarta (3) provine din unda reflectată la capătul liniei. În acelaşi timp, ea poate fi interpretată ca mai sus, în sensul că provine din unda reflectată la poarta (1), unde, în loc să se considere impedanţa sarcinii egală cu Z_c, se consideră impedanţa la intrare a liniei Z_L, diferită de Z_c, ca urmare a neadaptării din celălalt capăt al liniei. Este uşor să se verifice prin calcule aceste relaţii.

Aplicaţie practică. Cazul menţionat mai sus este întîlnit des în practică. Astfel, în cazul circuitelor pe patru fire de frecvenţă vocală sau pe sisteme de curenţi purtători, avem la sistemele diferenţiale din cele două capete situaţia studiată mai sus şi anume: $Z_E = Z_2 = Z_3 = 600\,\Omega$ şi $Z_L \neq Z_E$. În cazul că circuitul telefonic este conectat la o linie de abonat, Z_L reprezintă impedanţa liniei de abonat. În acest caz, deoarece aceasta din urmă poate avea o impedanţă mult diferită de 600 Ω, nu mai avem îndeplinită condiţia $|p| \ll 1$. Putem avea, de exemplu, p de ordinul 0,3 sau şi mai mult. În acest caz, formula (2) nu se mai poate aplica, însă se aplică formula (14), care ne dă direct valoarea exactă a atenuării compuse. Acest rezultat este cu atît mai important, cu cît atenuarea compusă menţionată este relativ mică (în general de ordinul 0,7 N) şi se cere un calcul exact al ei.

Expresia generală a atenuării compuse a cuadripolului (2—3)

În cazul cînd avem următoarele condiţii de terminaţie a cuadripolului (2—3), $Z_2 = Z_L/2$, $Z_3 = 2\, n^2 Z_L$, situaţia este analogă cu aceea studiată mai sus. Atenuarea compusă este dată de aceeaşi relaţie (14). În acest caz însă, la poarta (1), avem adaptare şi unda de dezechilibru ce trece la poarta (3) provine din unda reflectată la poarta (4), adică la bornele echilibrorului.

În cazul general, avem la poarta (2) o impedanță de sarcină, Z_2, diferită de $Z_L/2$ sau de $Z_E/2$, însă între impedanța de la această poartă și aceea conectată la poarta (3) avem relația:

$$Z_3 = 4\,n^2 Z_2.$$

Notăm cu:

$$Z_A = 2\,Z_2$$

și cu

$$p_1 = \frac{Z_L - Z_A}{Z_L + Z_A},\quad p_2 = \frac{Z_E - Z_A}{Z_E + Z_A} \qquad (17)$$

coeficienții de dezechilibru dintre Z_L, Z_E și impedanța Z_A.

Aplicînd aceeași metodă ca mai sus, se obțin, în locul relațiilor (11), expresiile:

$$I_L = \frac{E}{Z_L + Z_A},\ I_E = \frac{E}{Z_E + Z_A}. \qquad (18)$$

La fel ca mai sus, se obține deci:

$$I_L = I'_L - I''_L = \frac{E}{2\,Z_A} - \frac{E}{2\,Z_A}\,p_1$$

$$I_E = I'_E - I''_E = \frac{E}{2\,Z_A} - \frac{E}{2\,Z_A}\,p_2$$

și

$$I_d = \frac{I_E - I_L}{2} = \frac{I''_L - I''_E}{2} = \frac{E}{4\,Z_A}(p_1 - p_2); \qquad (19)$$

$$I_3 = \frac{1}{n} I_d;\ I_3 U_3 = \frac{E^2}{8\,Z_A}(p_1 - p_2)^2. \qquad (20)$$

Exponentul de transfer compus este deci dat de relația:

$$g_c = \frac{1}{2} \ln \frac{E^2}{2\,Z_A} \cdot \frac{8\,Z_A}{E^2 (p_1 + p_2)^2} = \ln \frac{2}{p_1 - p_2} \qquad (21)$$

și pentru atenuarea compusă rezultă formula:

$$a_c = \ln 2 - \ln \left| \frac{Z_L - Z_A}{Z_E + Z_A} - \frac{Z_E - Z_A}{Z_E + Z_A} \right|. \qquad (22)$$

Dacă facem $Z_A = Z_E$ sau $Z_A = Z_L$, cădem peste rezultatele particulare tratate anterior (relația 14).

În cazul general, deci, unda de dezechilibru ce trece la poarta opusă (3) provine din undele reflectate la porțile (1) și (4), deci atît la bornele liniei cît și ale echilibrorului, unde avem neadaptare. Coeficienții de neadaptare sînt dați de relațiile (17), impedanțele imagine la porțile (1) și (4) fiind egale cu Z_A. Mersul curenților este dat în figura 6 [5].

În cazul cînd modulii celor trei coeficienți de dezechilibru p, p_1, p_2 sînt mici față de unitate, avem:

$$p_1 - p_2 \simeq p\ (1 - p)$$

și relația (22) se poate scrie sub forma:

$$a_c \simeq \ln 2 + \ln \frac{1}{p\,(1-p)} \simeq \ln 2 + \ln \left| \frac{1}{p} \right| + \varepsilon,$$

unde $|\varepsilon| \ll |p|$.

Dacă $|p| \ll 1$ rezultă din relația de sus:

$$a_c = \ln 2 + \ln \frac{1}{|p|}.$$

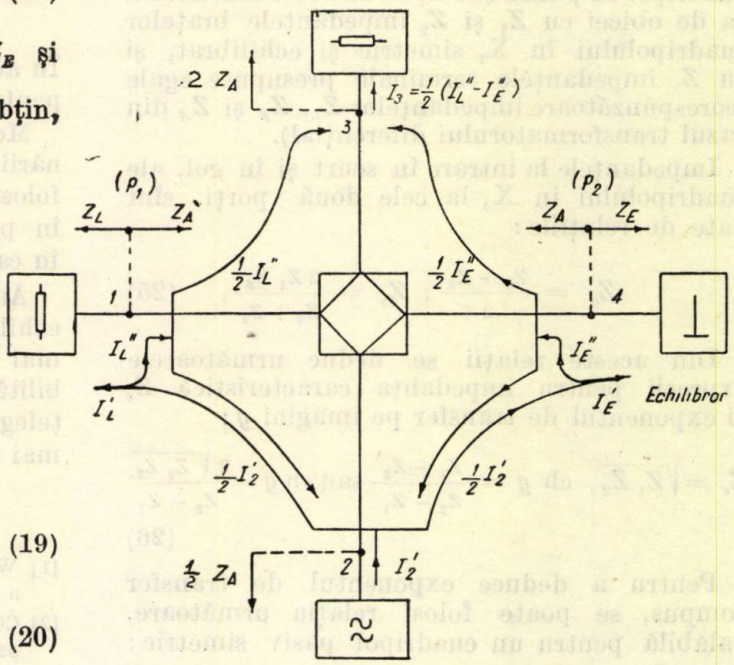


Fig. 6. *Reprezentarea schematică a trecerii curenților de la poarta (2) la poarta (3), în cazul general.*

Dacă de exemplu $|p| = 0{,}1$, relația (2) ne dă deci atenuarea compusă cu o eroare mai mică de circa 0,1 N (bineînțeles în ipoteza transformatorului diferențial perfect, considerată mai sus).

În cazul că se ia pentru curentul reflectat la bornele echilibrorului I''_E același sens pozitiv (în bucla parcursă de curentul I_d, conform fig. 2), ca și pentru curentul reflectat la bornele liniei I''_L, coeficientul de reflexie la bornele echilibrorului își schimbă semnul. În acest caz, avem deci în relația (17):

$$p_2 = \frac{Z_A - Z_E}{Z_A + Z_E}$$

și relațiile (21), (22) devin:

$$g_c = \ln \frac{2}{p_1 + p_2}; \qquad (23)$$

$$a_c = \ln \frac{2}{|p_1 + p_2|}. \qquad (24)$$

Cu alte cuvinte, pentru a trece, de la formula atenuării de echilibrare pe imagini (2), la expresia atenuării de echilibrare compusă, se înlocuiește coeficientul de dezechilibru p cu suma coeficienților de neadaptare $(p_1 + p_2)$.

Rezultatele de mai sus pot fi obținute deducînd expresia atenuării compuse a cuadripolului (*2—3*), cu ajutorul formulei generale a acesteia în funcție de impedanțele la intrare, în scurt și în gol, sau de impedanțele în gol și de impedanța de transfer. Metoda este însă mai laborioasă și interpretarea fizică mai puțin evidentă.

Această din urmă metodă sau metoda directă sînt indicate în cazul echivalent al unui cuadripol în punte sau în X. În acest caz, notăm ca de obicei cu Z_1 și Z_2 impedanțele brațelor cuadripolului în X, simetric și echilibrat, și cu Z, impedanțele terminale presupuse egale (corespunzătoare impedanțelor Z_L, Z_E și Z_A din cazul transformatorului diferențial).

Impedanțele la intrare în scurt și în gol, ale cuadripolului în X, la cele două porți, sînt date de relațiile:

$$Z_g = \frac{Z_1 + Z_2}{2}; \quad Z_s = \frac{2 Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}. \qquad (25)$$

Din aceste relații se deduc următoarele expresii pentru impedanța caracteristică Z_c și exponentul de transfer pe imagini g:

$$Z_c = \sqrt{Z_1 Z_2}, \quad \text{ch } g = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2 - Z_1} \text{ sau sh } g = \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_2 - Z_1}. \qquad (26)$$

Pentru a deduce exponentul de transfer compus, se poate folosi relația următoare, valabilă pentru un cuadripol pasiv simetric:

$$g_c = \ln\left[\text{ch } g + \frac{1}{2}\left(\frac{Z}{Z_c} + \frac{Z_c}{Z}\right)\text{sh } g\right]. \qquad (27)$$

Introducînd în această relație expresiile din (26), se obține:

$$g_c = \ln\left(\frac{Z_1 + Z_2}{Z_2 - Z_1} + \frac{Z^2 + Z_1 Z_2}{Z(Z_2 - Z_1)}\right). \qquad (28)$$

Prin transformări, expresia de mai sus a exponentului de transfer compus se poate aduce la aceeași formă ca aceea din (22).

În cazul filtrelor în X, avem $Z = R$ și, neglijînd pierderile, $Z_1 = \text{j}\,X_1$, $Z_2 = \text{j}X_2$. Relația (22) poate fi utilizată pentru calculul și studiul filtrelor în X, cu schimbările de notație arătate:

$$g_c = -\ln\frac{1}{2}\left(\frac{Z - Z_1}{Z + Z_2} - \frac{Z - Z_2}{Z + Z_2}\right).$$

În acest caz, se pot folosi diagramele obișnuite pentru calculul atenuării ecoului.

Modul de interpretare dat mai sus funcționării transformatorului diferențial poate fi folosit și în cazul general al unui cuadripol în punte sau în X, simetric și echilibrat, sau în cazul filtrelor corespunzătoare.

Atît modul de interpretare a atenuării de echilibrare, cît și formula generală (22), dedusă mai sus, au aplicații îndeosebi la studiul stabilității circuitelor telefonice, permițînd o înțelegere mai ușoară a fenomenelor și un calcul mai exact al stabilității.

BIBLIOGRAFIE

[1] WALLOT, J. *Theorie der Schwachstromtechnik*, ediția a II-a, 1940, pag. 160.

[2] CONDREA, S. *Bazele comunicațiilor pe fir*, vol. I, pag. 272. Institutul Politehnic-București, 1956.

[3] NOVIKOV, A. V. și A. P. REZVIAKOV. *Comunicații la mare distanță*. București, Editura tehnică, 1959, pag. 224.

[4] PLEȘKOV, E.N., A.M. ZINGERENKO, B.K. IZAKON, V. F. KLIMOVICI. *Tehnika dalniei sviazi*, Moscova 1961.

[5] POSTELNICU, P. *Echilibrori și corectori de impedanță pentru circuite interurbane cu două fire*. Studiu nr. 42100/11 oct., 1947, Adm. P.T.T., București.

Ing. IONEL ROTH

Telecomunicații prin sateliți artificiali ai pămîntului

În zilele noastre asistăm la un avînt impetuos al telecomunicațiilor dictat de creșterea permanentă și într-un ritm accelerat a cerințelor pe care le impune dezvoltarea condițiilor materiale ale activității umane. Această creștere se poate observa atît la legăturile din cadrul unei țări, cît și la legăturile dintre țări, grupe de țări și continente.

Dezvoltarea rapidă a tehnicii rachetelor în ultimii ani și realizările uluitoare cărora le-am fost martori, de la primul sputnic pînă la navele cosmice pilotate, au atras atenția asupra marilor posibilități pe care le-ar oferi utilizarea sateliților artificiali ai pămîntului pentru dezvoltarea telecomunicațiilor intercontinentale. Într-adevăr, luînd în considerare faptul că microundele nu sînt reflectate de ionosferă ci o traversează, se poate instala la bordul unui satelit un echipament de recepție, amplificare și reemisiune a semnalelor de bandă largă. Astfel a luat naștere ideea satelitului artificial folosit pentru telecomunicații.

1. SISTEME DE TELECOMUNICAȚII FOLOSIND SATELIȚI ARTIFICIALI

Clasificarea sateliților pentru telecomunicații poate fi făcută luînd în considerare mai multe puncte de vedere. După felul în care se face legătura, se pot distinge următoarele categorii :

— sisteme cu sateliți reflectori pasivi;
— sisteme cu sateliți cu memorie;
— sisteme cu sateliți activi cu retransmitere instantanee.

Sateliți reflectori pasivi. Un astfel de satelit este realizat dintr-un corp plasat în spațiul cosmic și care reflectă radiounde emise de pe pămînt. S-au imaginat diferite forme pe care le pot avea sateliții pasivi, și anume : baloane sferice, suprafețe în triedru, suprafețe plane, poliedre cu număr mare de fețe, farfurii cu dublă curbură (fig. 1).

Fig. 1. *Diferite forme de sateliți reflectori pasivi.*

Avantajele sateliților reflectori pasivi pentru telecomunicații sînt următoarele :

— nu sînt prevăzuți cu echipament electronic, ceea ce permite o funcționare sigură pe o perioadă mare fără să sufere întreruperi datorită defecțiunilor tehnice;
— pot fi folosiți la diferite frecvențe și deci de diferiți beneficiari;
— rezistă mai bine la radiații decît alte tipuri.

Dezavantajul sateliților funcționînd ca reflectori pasivi constă în puterea mare la emisie de care au nevoie.

Raportul dintre puterea emisă P_e și cea recepționată P_r este dat de relația de mai jos în cazul unui balon sferic :

$$\frac{P_e}{P_r} = \frac{16\,\lambda^2 D^4}{S_e \cdot S_r \cdot d^2},$$

în care : λ este lungimea de undă (m);
D — distanța de la pămînt la satelit (m);
d — diametrul sferei reflectante (m);
S_e — suprafața aparentă a antenei de emisie (m²);
S_r — suprafața aparentă a antenei de recepție (m²).

Se poate constata că raportul variază proporțional cu puterea a patra a distanței, ceea ce limitează în orice caz înălțimea la care pot fi folosiți sateliții ca reflectori pasivi. Totodată se impune utilizarea unor puteri mult mai mari decît la sateliții activi.

În cazul unei sfere perfect reflectante suprafața unui cerc mare este totodată și suprafața de reflexie efectivă. În acest caz nu este necesar să se comande nici orientarea și nici înclinarea satelitului. În schimb, trebuie să se realizeze un diametru foarte mare pentru a crea o suprafață de reflexie efectivă suficientă.

Celelalte forme de sateliți funcționînd ca reflector pasiv amintite au suprafețe aparente mai mari, însă au nevoie într-un fel sau altul de orientarea satelitului.

Cîștigul care se poate realiza este de fapt limitat de altitudinea satelitului și de suprafața teritoriului care ar urma să fie acoperit pe pămînt.

Condițiile care se impun în cazul sateliților reflectori pasivi se referă la realizarea unei suprafețe reflectante cît mai mari, la posibilitatea de a se umfla ușor în spațiul extraatmosferic și la obținerea unei durate de funcționare cît mai mari.

Sateliți cu memorie. Un satelit cu memorie poate înregistra un mesaj primit de pe pămînt într-un punct al orbitei sale și îl poate retransmite în alt punct. Nu este deci necesar ca el să fie văzut simultan din cele două puncte și este suficient să aibă o legătură radioelectrică cu o singură stație terestră.

În aceste condiții se poate micșora mult altitudinea satelitului. Înregistrarea mesajului se poate face pe bandă sau miez magnetic, film sau prin intermediul unor alte mijloace de înregistrare corespunzătoare.

Pentru a putea realiza legături de telecomunicații cu rază mare de acțiune, trebuie ca satelitul cu memorie să fie plasat pe o orbită polară sau pe o orbită suficient de apropiată de poli pentru a putea fi văzut de la pol în cazul că trece la punctul cel mai nordic al orbitei.

Sateliții pot fi plasați pe o serie de orbite aproape polare, astfel ca cel puțin unul dintre ei să treacă minimum o dată în perioada sa de revoluție în raza de comunicație a fiecărui punct al globului. În zona ecuatorială sateliții pe orbite polare vor fi la depărtările cele mai mari unii față de alții. Dacă ei sînt în așa fel distanțați încît să acopere convenabil regiunile ecuatoriale, acoperirea în zonele cu latitudini mari va fi mai bună datorită apropierii orbitelor în vecinătatea polilor.

Sateliții cu memorie mai pun o altă problemă legată de comunicațiile dintre două stații : timpul necesar unui satelit pentru a străbate distanța dintre ele poate atinge în anumite

situații 12 ore. Această dificultate poate fi eliminată fie realizînd o linie de comunicație între sateliți, fie instalînd una din stațiile terestre în zona polului, unde poate intra în legătură cu satelitul la fiecare trecere, fie împărțind funcțiunile unei stații extreme a legăturii la mai multe stații terestre așezate la diferite longitudini și interconectate prin mijloace de telecomunicație terestre pentru a putea funcționa ca o stație unică.

Sateliți activi. Un satelit activ cu retransmitere instantanee recepționează un semnal pe o frecvență dată și-l reemite imediat pe o altă frecvență apropiată după o amplificare corespunzătoare. De obicei se folosește o singură antenă atît pentru emisie cît și pentru recepție. Satelitul se plasează pe orbite cu altitudini mari, pentru ca să se mărească zona în care poate fi asigurată vizibilitatea. În cazul sateliților activi, atenuarea în spațiul liber pune mult mai puține probleme decît la sateliții pasivi.

Un alt criteriu de clasificare a sateliților este viteza de rotație. Se pot distinge sateliți sincroni, cu perioadă de revoluție de 24 de ore, și sateliți subsincroni.

Sateliți sincroni. În figura 2 se indică perioada de revoluție a unui satelit în funcție de altitudine. Din această curbă se vede că pentru o perioadă de revoluție de 24 de ore este necesară o altitudine de 19 000 mile marine (cca. 36 000 km). Fiind dispus pe o orbită ecuatorială și avînd o perioadă de revoluție de 24 de ore, satelitul se va roti sincron cu pămîntul și va apărea imobil pe cer deasupra unei regiuni determinate a pămîntului.

Avantajul sateliților sincroni ar fi acela că permit utilizarea la sol a unor antene fixe, ceea ce ușurează transmiterea semnalelor, respectiv a mesajelor. Pentru un sistem mondial trebuie minimum trei sateliți sincroni.

Dezavantajul orbitelor ecuatoriale este că nu asigură deservirea regiunilor polare. Sateliții cu orbite aproape polare nu sînt sincroni.

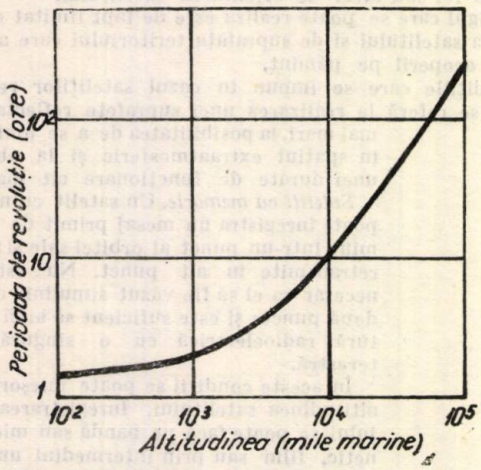


Fig. 2. *Perioada de revoluție a unui satelit în funcție de altitudine.*

Sateliți subsincroni. Un astfel de satelit are perioada de revoluție egală cu o fracțiune din perioada de rotație a pămîntului. Orbitele sateliților subsincroni pot fi polare, ecuatoriale sau oblice. Pentru a asigura o durată de folosire cît mai mare, sateliții trebuie să evolueze la altitudini mari. Pentru urmărirea sateliților sînt necesare antene care să fie foarte directive.

2. PROBLEMELE FUNDAMENTALE ALE TELECOMUNICAȚIILOR PRIN SATELIȚI

În cele ce urmează se analizează o serie de probleme de bază care au o deosebită importanță pentru realizarea telecomunicațiilor prin sateliți, indicîndu-se totodată și soluțiile avute în vedere pentru rezolvarea lor.

Alegerea orbitei. Orbita trebuie aleasă cu multă grijă avînd în vedere puterea rachetelor care sînt la dispoziție și care nu satisfac întotdeauna condițiile impuse.

În figura 3 sînt reprezentate variațiile limitei de vizibilitate la sol pentru sateliți evoluînd la diverse altitudini orbitale, avînd ca parametru unghiul de poziție față de orizont.

Din această diagramă rezultă că limita de vizibilitate crește cu cît altitudinea satelitului este mai mare. Creșterea altitudinii produce însă micșorarea semnalului recepționat și impune utilizarea pentru lansare a unor rachete

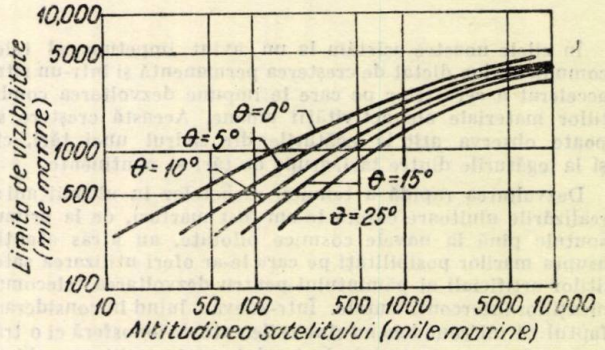


Fig. 3. *Variația limitei de vizibilitate la sol în funcție de altitudinea satelitului și de unghiul de poziție.*

din ce în ce mai puternice. Dacă această condiție nu poate fi realizată trebuie să se micșoreaze greutatea satelitului, ceea ce duce la micșorarea puterii emițătorului și a semnalului recepționat. Trebuie deci ca pentru orbită să se aleagă soluții de compromis care să permită totuși realizarea unor legături corespunzătoare.

La alegerea orbitei, respectiv a altitudinii satelitului, trebuie luate în considerare și zonele de radiații în care circulă particule (protoni și electroni) de foarte mari energii și care înconjoară globul pămîntesc (denumite și centuri van Allen). Dintre acestea, zona interioară se manifestă deosebit de intens la cca. 3 200 km, făcîndu-se simțită pînă la cca. 8 000 km. În această zonă se face simțită influența protonilor cu o intensitate de flux de cîteva zeci de mii pe cm² și secundă. Protonii pot produce defecțiuni serioase în echipamentul electronic și în special dăunează elementelor semiconductoare.

Zona exterioară este mai depărtată de pămînt, avînd un maxim la cca. 21 000 km. În această zonă se manifestă mai ales electronii, care însă sînt mult mai puțin periculoși decît protonii.

Zonele de radiații trebuie încă cercetate cu atenție spre a se determina întinderea lor, intensitatea radiațiilor și compoziția lor, precum și variația în timp a acestor factori.

Sateliții viitori vor trebui să aibă altitudini cît mai mari, pentru ca orbita lor să nu întretaie zona interioară de radiații.

Orientarea satelitului. Din cele expuse mai sus a rezultat că în cazul sateliților de mare altitudine scade greutatea utilă și se micșorează astfel puterea emițătoarelor instalate. Acest lucru rezultă și deoarece capacitățile actuale ale sistemelor de alimentare cu energie electrică nu pot furniza decît puteri relativ reduse. S-ar impune deci utilizarea unor antene directive, ceea ce presupune însă orientarea sateliților spre pămînt pentru ca radiația să nu se efectueze într-o direcție nedorită. Totodată este necesară orientarea și pentru a expune celulele solare radiației soarelui. Trebuie însă să se lămurească cum s-ar putea comanda de pe pămînt orientarea, ce siguranță oferă un astfel de sistem și în ce măsură va răspunde exclusiv la ordinele date și nu la semnale provenind din alte surse.

Pentru orientare s-ar putea folosi ca un element de comandă cîmpul magnetic al pămîntului. Acesta are valori utilizabile pînă la 10—15 000 km și ar putea fi folosit ca mărime de referință constituind o forță suficientă pentru orientare. La altitudinea de 36 000 km (necesară pentru sateliții sincroni) cîmpul magnetic este foarte slab și variază în timp, deoarece nu depinde numai de magnetismul terestru, ci și de fluxul de particule încărcate emise de soare. Soluția trebuie să mai fie studiată.

O altă metodă pentru orientare constă în imprimarea unei mișcări de rotație satelitului, care determină orientarea axei de rotație într-o direcție determinată.

Această metodă a fost aplicată cu succes la unii sateliți, constatîndu-se însă o reducere în timp a vitezei de rotație datorită curenților Foucault produși de cîmpul magnetic terestru.

În viitor la sateliții de lungă durată va trebui să se prevadă sisteme de accelerare suplimentară care să compenseze încetinirea vitezei de rotație.

Surse de zgomot și frecvențe folosite. Calitatea unei legături radioelectrice este determinată, printre altele, de raportul a doi factori esențiali : nivelul semnalului util și nivelul perturbațiilor, respectiv nivelul de zgomot. Distanțele mari și puterile de emisie folosite determină niveluri de recepție foarte mici.

Trebuie deci să se folosească pe de o parte frecvențe de lucru la care nivelul zgomotelor naturale să nu fie prea mare, iar pe de altă parte, un receptor foarte sensibil, cu nivel de zgomot redus. În urmă cu zece ani un receptor bun în domeniul frecvențelor foarte înalte adăuga semnalului un zgomot echivalent cu al unui corp avînd o temperatură de cîteva mii de grade Kelvin; prin introducerea amplificatoarelor cu energie stimulată prin radiații (maser), zgomotul a fost redus substanțial, corespunzînd unei temperaturi de cîteva grade sau zeci de grade Kelvin.

Sursele de zgomot care trebuie luate în considerare sînt de două feluri : cosmice și terestre. Zgomotul cosmic este însă foarte redus la frecvențele mai mari de 1 GHz. Acesta a fost unul din factorii care a impus alegerea benzii de unde centimetrice pentru telecomunicații prin sateliți. În ceea ce privește cea de-a doua categorie, amintim zgomotele radioelectrice industriale și zgomotele atmosferice. Atmosfera terestră nu este transparentă față de undele centimetrice, întrucît acestea sînt absorbite de oxigen și de vaporii de apă. Pe de altă parte și ploaia este o sursă de zgomot care crește cu frecvența și poate, în caz de averse, să ducă la întreruperea comunicațiilor. În general se recomandă ca diagrama de radiație a antenei de recepție de la stația terestră să fie foarte îngustă și lipsită de lobi secundari, iar antena să fie dirijată peste orizont cu cel puțin 7° pentru a reduce în acest fel efectul zgomotelor terestre. Totodată în acest fel se elimină și perturbațiile care ar putea să fie produse de rețeaua terestră de radiorelee pe unde centimetrice dacă frecvențele sînt folosite în comun.

Sisteme de modulație folosite. O altă cale de îmbunătățire a raportului semnal/zgomot se realizează prin folosirea modulației de frecvență cu deviație mare; aceasta duce la o repartiție favorabilă a energiei în spectru, avînd ca rezultat creșterea raportului semnal/zgomot proporțional cu indicele de modulație.

În cazul transmiterii unui semnal de televiziune, lărgimea de bandă a frecvenței de emisie va fi de ordinul a 100 MHz. Mărind însă lărgimea de bandă a receptorului în mod corespunzător, el va capta, pe lîngă semnalul util modulat în frecvență cu deviație mare, și zgomotul din spectrul respectiv, ceea ce ar împiedica realizarea raportului semnal/zgomot dorit.

De aceea se folosește un receptor cu modulație de frecvență cu reacție negativă care lucrează cu o lățime de bandă mai mică. Circuitul de reacție comandă acordul oscilatorului local în funcție de nivelul semnalului recepționat pentru a reduce deviația de frecvență și a permite utilizarea unei benzi de frecvență intermediară relativ îngustă.

Puterea de emisie a satelitului. Folosind sistemul de modulație descris și receptorul cu reacție negativă, se va putea reduce puterea emițătorului instalat pe satelit. Calculele făcute, luînd în considerare o antenă cu cîștig mare și un receptor cu cifră de zgomot redusă la stația de recepție terestră, au arătat că pentru un satelit deplasîndu-se la altitudini cuprinse între 3 000—8 000 km ar fi suficientă o putere de emisie de 2 W.

Pentru un satelit staționar (sincron) la altitudinea de 36 000 km este suficientă o putere de emisie de același ordin de mărime, cu condiția să se folosească o antenă de emisie directivă. Această soluție impune însă neapărat orientarea satelitului. Puterea emițătorului depinde și de capacitatea bateriei solare, care ocupă încă volumul cel mai mare al satelitului.

Siguranța în funcționare și durata de exploatare. Cota cea mai mare de cheltuieli în realizarea unei legături prin sateliți revine operației de lansare. Trebuie deci ca echipamentul satelitului să fie în așa fel realizat, încît să poată funcționa timp îndelungat pentru a justifica cheltuiala efectuată. Dacă satelitului nu i se asigură o durată de funcționare suficient de mare (cîțiva ani), el va trebui înlocuit cu un altul care reprezintă noi cheltuieli pentru lansare.

Problema siguranței în funcționare are deci o importanță deosebită și ea trebuie luată în considerare ca un factor esențial impunînd alegerea soluțiilor constructive celor mai adecvate. În sprijinul afirmației de mai sus se pot cita sateliți care au funcționat cîțiva ani, în timp ce alții și-au încetat activitatea după cîteva săptămîni sau au suferit defecțiuni chiar de la lansare.

În orice caz, cu toate dificultățile existente, se poate afirma că un echipament de mică putere care să funcționeze cu siguranță totală timp de mai mulți ani poate fi creat. Cu un echipament de mare putere lucrurile nu stau însă la fel, avînd în vedere durata de funcționare a tuburilor electronice, care—chiar pe pămînt—în exploatarea curentă a stațiilor de televiziune produc dese deranjamente și au nevoie de o întreținere corespunzătoare. Concluzia este deci următoarea: cu cît echipamentul este mai simplu și mai mic, cu atît el va putea avea o funcționare mai sigură.

Durata de exploatare și siguranța în funcționare sînt legate și de instalația de electroalimentare care deocamdată funcționează cu baterii solare. Am arătat că bateriile solare pot suferi de pe urma radiațiilor și trebuie să se ia măsuri speciale pentru a le proteja și a împiedica deranjarea lor.

Pentru a urmări în permanență funcționarea satelitului, el trebuie să fie neapărat prevăzut cu o instalație de telemăsură prin care să se obțină informații asupra stării elementelor sale și a principalelor aparate. Trebuie de asemenea să se creeze o cale de telecomandă prin care stația terestră să transmită semnalele de pornire sau oprire a echipamentului satelitului pentru a economisi energia bateriilor și a reduce timpul de funcționare.

Alte probleme. În afara influenței radiațiilor, echipamentul este expus și unor alte primejdii. Astfel, în timpul lansării el trebuie să reziste la accelerații care depășesc de multe ori accelerația gravitației.

Datorită trecerii periodice prin zonele de lumină și umbră, unele din părțile satelitului sînt expuse la variații mari de temperatură.

În unele cazuri datorită deplasării satelitului se pot produce decalaje între frecvența recepționată și frecvența emisă datorită apariției efectului Doppler. Acesta produce o variație a timpului de propagare și poate introduce deformări ale semnalelor transmise. Trebuie deci să se introducă sisteme de corecție corespunzătoare.

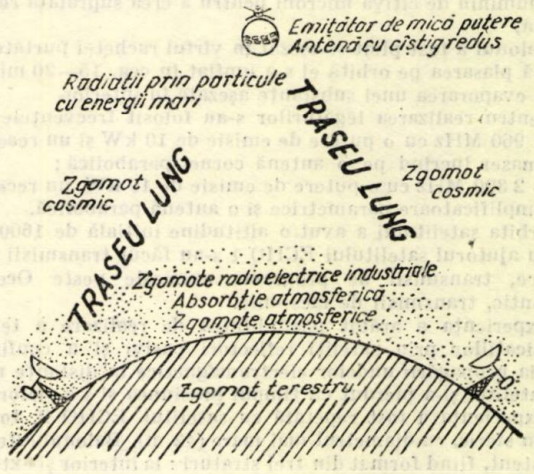


Fig. 4. *Problemele fundamentale ale telecomunicațiilor prin sateliți.*

În cazul sateliților staționari situați la depărtări mari de pămînt, timpul de propagare poate ajunge pînă la 0,6 secunde, ceea ce începe să devină supărător pentru căile de telefonie. Problema se va pune însă și la sateliții care se deplasează

pe orbite mai joase, dacă se vor folosi — bunăoară — trei sateliți pentru o legătură la antipod. Sînt în curs de studiu echipamentele care să elimine acest inconvenient.

În figura 4 se arată sugestiv problemele fundamentale care au fost amintite în cele de mai sus în legătură cu realizarea telecomunicațiilor prin sateliți.

În figura 5 se arată care sînt soluțiile actuale folosite pentru realizarea telecomunicațiilor prin sateliți.

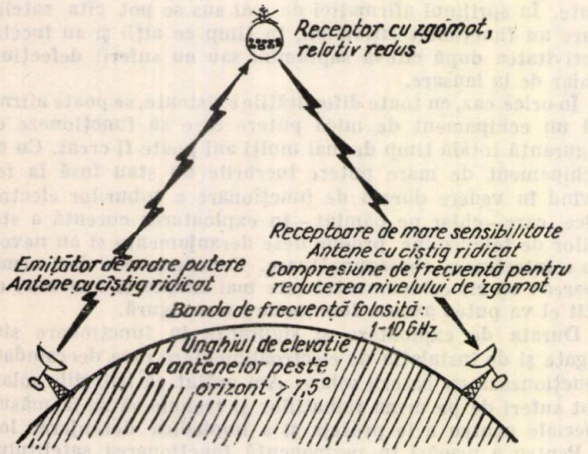


Fig. 5. *Soluțiile actuale folosite pentru realizarea telecomunicațiilor prin sateliți.*

Deocamdată — și prin aceasta trebuie să înțelegem o perioadă mare de timp — sateliții vor fi folosiți numai ca stații releu pentru televiziune sau telefonie. Sateliții care să aibă la bord stații de emisie pentru difuzarea programelor sînt încă o problemă a viitorului îndepărtat și sînt legați de realizarea unor nave cosmice mari, locuite și prevăzute cu sursele de alimentare corespunzătoare.

3. REALIZAREA UNOR SISTEME DE TELECOMUNICAȚII CU SATELIȚI ARTIFICIALI

Sisteme cu reflectori pasivi (ECHO 1 și ECHO 2)

Primul satelit pasiv pentru telecomunicații a fost lansat la 12 august 1960 și a purtat numele de ECHO 1. El a fost realizat sub forma unei sfere de 30 m diametru, din material plastic (mylar) de 12 microni grosime, acoperit cu un strat de aluminiu de cîțiva microni pentru a crea suprafața reflectantă.

Balonul a fost pliat și așezat în vîrful rachetei purtătoare. După plasarea pe orbită el s-a umflat în cca. 15—20 minute prin evaporarea unei substanțe așezate în interior.

Pentru realizarea legăturilor s-au folosit frecvențele de:

— 960 MHz cu o putere de emisie de 10 kW și un receptor cu maser lucrînd pe o antenă cornet-parabolică;

— 2 390 MHz cu o putere de emisie de 10 kW, un receptor cu amplificatoare parametrice și o antenă parabolică.

Orbita satelitului a avut o altitudine inițială de 1600 km.

Cu ajutorul satelitului ECHO 1 s-au făcut transmisii telefonice, transmisii de programe muzicale peste Oceanul Atlantic, transmisii de facsimile.

Experiența a arătat posibilitatea de realizare a telecomunicațiilor prin sateliți reflectori pasivi și a confirmat teoria propagării undelor electromagnetice la distanțe mari.

Satelitul și-a pierdut cu timpul presiunea și s-a deformat.

Experiența a fost repetată cu satelitul ECHO 2, tot un balon sferic, cu diametrul mai mare (42 m). Balonul este mai rezistent, fiind format din trei straturi: la interior și exterior cîte un strat de aluminiu de 6 microni și la mijloc un strat de mylar de 8 microni.

După o încercare nereușită în ianuarie 1962, ECHO 2 a fost plasat pe orbită în iulie 1962.

Sisteme cu memorie (SCORE, COURRIER)

Primul satelit de acest fel a purtat denumirea SCORE și a fost lansat la 18 decembrie 1959, funcționînd 33 de zile.

Satelitul COURRIER lansat la 4 octombrie 1960 a funcționat numai 17 zile, fiind scos din uz printr-o defecțiune care nu a putut fi stabilită.

Sisteme cu sateliți activi (TELSTAR, RELAY, SYNCOM)

Se va insista mai mult asupra sistemului TELSTAR care constă dintr-un satelit de telecomunicații activ plasat pe o orbită eliptică și din stații terestre. El a fost construit de Bell Telephone Laboratories, care a realizat și stația terestră Andover (statul Maine, Statele Unite).

Stațiile corespondente din Europa au fost instalate la Goonhilly Downs în Anglia și Pleumeur-Bodou în Bretagne (Franța).

Pentru anul 1963 s-a prevăzut să se mai adauge la stațiile inițiale următoarele stații: Nutley și Mojave (Statele Unite), Rio de Janeiro (Brazilia), Fucino (Italia), Kashima (Japonia) și o stație în R.F.G.

Satelitul Telstar 1 a fost lansat la 10 iulie 1962 și avea de îndeplinit următoarele sarcini:

— să demonstreze posibilitatea de realizare a telecomunicațiilor de bandă largă printr-un satelit artificial activ;

— să verifice funcționarea stațiilor terestre care să intre în legătură cu satelitul în mișcare pe orbita sa și să-l urmărească în această deplasare;

— să obțină date asupra radiațiilor și să studieze efectul acestora asupra funcționării satelitului.

Principiul satelitului este relativ simplu; el a fost conceput la fel ca o stație intermediară de radioreleu terestru asigurînd o amplificare pe o frecvență intermediară, precedată și urmată de o schimbare respectiv transpunere de frecvență. Transpunerea este necesară pentru a realiza o decuplare satisfăcătoare între frecvențele de emisie și recepție.

La stabilirea parametrilor sistemului s-au luat în considerare următoarele probleme de bază:

a. *Alegerea orbitei.* Pentru a putea asigura vizibilitatea simultană a satelitului din ambele părți ale Oceanului Atlantic pentru o perioadă de timp cu o durată satisfăcătoare, el a trebuit plasat la o altitudine mai mare de 2 000 mile (3 700 km). Acest lucru rezultă și din figura 6, în care se arată și amplasamentul stațiilor terestre.

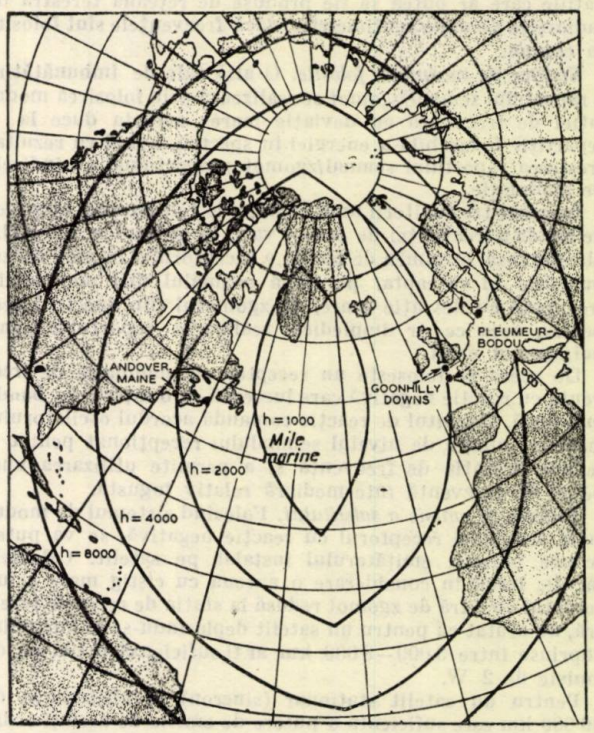


Fig. 6. *Regiuni utile pentru diferite înălțimi deasupra suprafeței pămîntului cu stațiile terestre ale sistemului Telstar.*

Deoarece racheta folosită nu permitea realizarea unei orbite circulare la o altitudine corespunzătoare, s-a ales o orbită eliptică cu apogeul la cca. 3 000 mile marine

5 600 km) şi perigeul la 500 mile marine (950 km), cu o perioadă de rotaţie de 157,6 minute şi o înclinare a planului orbitei faţă de Ecuator de 44,8°.

b. *Orientarea satelitului.* Pentru stabilitate s-a imprimat satelitului o rotaţie în jurul axei sale cu turaţia iniţială de 177,6 rot/min. Axul de rotaţie este aproape perpendicular pe direcţia soarelui pentru a asigura o funcţionare corespunzătoare celulelor solare. Datorită influenţei cîmpului magnetic terestru, axul are tendinţa de a părăsi poziţia stabilită, însă el poate fi readus prin trecerea unui curent într-o bobină situată pe ecuatorul satelitului. Acest lucru se realizează prin telecomandă de pe pămînt.

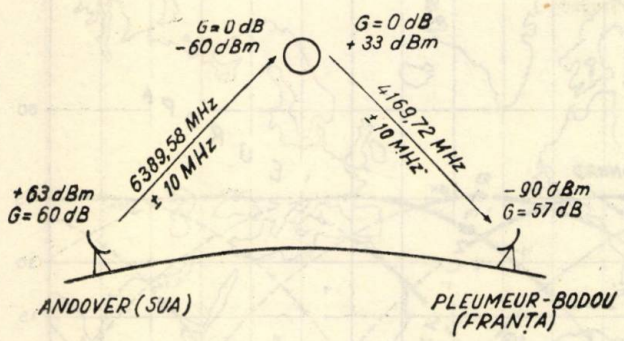


Fig. 7. *Schema de principiu a sistemului Telstar cu frecvenţe de lucru şi niveluri nominale pentru legături unilaterale.*

c. *Alegerea frecvenţelor de lucru.* S-au ales frecvenţe la care absorbţia zgomotelor atmosferice şi terestre să fie minimă şi să se poată totuşi obţine lăţimea de bandă transmisă necesară pentru televiziune şi telefonie multicăi. Totodată s-a urmărit ca interferenţa dintre sistemul satelitului şi reţelele de radiorelee terestre să fie minimă. Pentru sensul pămînt-satelit se foloseşte frecvenţa de 6 390 MHz, iar pentru sensul opus, frecvenţa de 4 170 MHz.

d. *Sensibilitatea receptoarelor.* Întrucît nivelul semnalului recepţionat pe pămînt este foarte redus, s-a ales o antenă cu cîştig mare şi cu diagramă de radiaţie corespunzătoare pentru a elimina zgomotele terestre. Etajul de intrare în receptor a fost realizat cu un maser răcit cu heliu, lichid care permite obţinerea unei sensibilităţi foarte bune. Temperatura totală a sistemului de recepţie terestru este de cca. 32 °K la zenit.

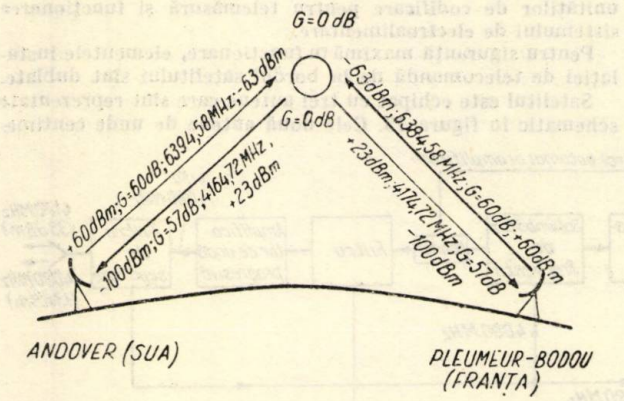


Fig. 8. *Schema de principiu a sistemului Telstar cu frecvenţe de lucru şi niveluri nominale pentru legături bilaterale.*

e. *Puterea emiţătorului de pe satelit.* Puterea emisă este de cca. 2 W. Satelitul poartă antene aproximativ izotrope, cu polarizare circulară.

f. *Siguranţa în funcţionare.* S-au luat măsuri corespunzătoare prin dublarea unor elemente importante, protecţia celulelor solare împotriva radiaţiilor cu un strat de safir de 1 mm grosime şi folosirea unor instalaţii de telecomandă şi telemăsură. Satelitul are două radiobalize pentru reperare pe 4 080 şi 136 MHz.

În figurile 7 şi 8 sînt prezentate schemele de principiu cu frecvenţele de lucru şi nivelurile nominale pentru legături unilaterale şi bilaterale.

În figura 9 este prezentată vederea satelitului Telstar.

În figura 10 este prezentată traiectoria orbitelor pentru primele 24 de ore după lansare şi perioadele de vizibilitate simultană de la ambele staţii terestre.

În esenţă sistemul de telecomunicaţii Telstar cuprinde echipamente care asigură :

— transmiterea unei căi unilaterale sau bilaterale pentru legătura de bază ;

— efectuarea telemăsurării unor parametri privind funcţionarea staţiei de pe satelit şi a telecomenzilor necesare ;

— urmărirea automată de la staţiile terestre a satelitului pe orbita sa, pentru dirijarea automată a antenei.

Echipamentul de pe satelit. Schema-bloc a echipamentului de bază de la bordul satelitului este dată în figura 11. Semnalele pe frecvenţa de 6 390 MHz sînt recepţionate de antenă,

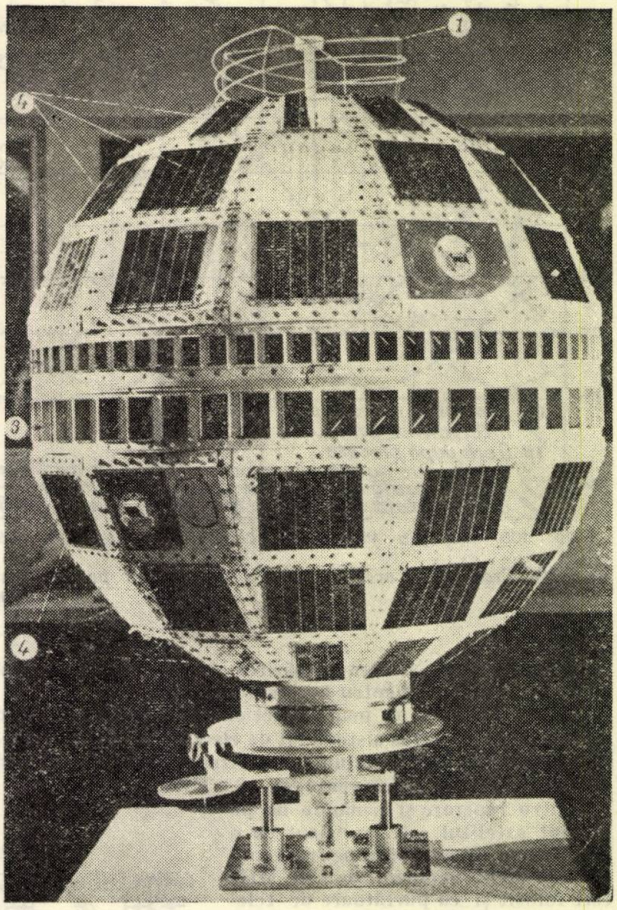


Fig. 9. *Satelitul Telstar: 1 — antena elice de emisie-recepţie pe unde metrice; 2 — antena de recepţie pe unde centimetrice (6,4 GHz); 3 — antena de emisie pe unde centimetrice (4 GHz); 4 — baterii cu celule solare.*

heterodinate, iar după obţinerea frecvenţei de 90 MHz, amplificate în etajul de frecvenţă intermediară. Urmează o nouă heterodinare avînd ca rezultat frecvenţa de 4 170 MHz, care este amplificată într-un tub cu undă progresivă şi emisă cu o putere de 2 W cu o antenă separată. Frecvenţele oscilatoarelor de heterodinare se obţin prin multiplicarea unor frecvenţe de 16, respectiv de 17,3 MHz, furnizate de oscilatoare cu cuarţ, în etaje de dublare echipate cu tranzistoare şi varactoare. Frecvenţa de 6 300 MHz se obţine prin combinarea frecvenţei de heterodinare de 4 080 MHz şi a frecvenţei de 2 220 MHz. Tubul cu undă progresivă este folosit pentru amplificarea atît a semnalului de bază (4 170 MHz), cît şi a celui de-al doilea semnal de heterodinare (4 080 MHz). Cele două

semnale sînt combinate într-un filtru, amplificate împreună şi apoi separate într-un al doilea filtru la ieşirea din tubul cu undă progresivă. Filtrul de separare este realizat în aşa fel, încît o parte din energia semnalului de 4 080 MHz este dirijată spre antena de emisie fiind folosită ca radiobaliză de

Semnalele de telecomandă sînt recepţionate de satelit cu antena elice de unde metrice, amplificate în receptoarele de telecomandă şi decodificate ; ele sînt apoi folosite pentru a comanda funcţionarea echipamentului de amplificare, funcţionarea sistemului de măsurare a radiaţiilor, alegerea

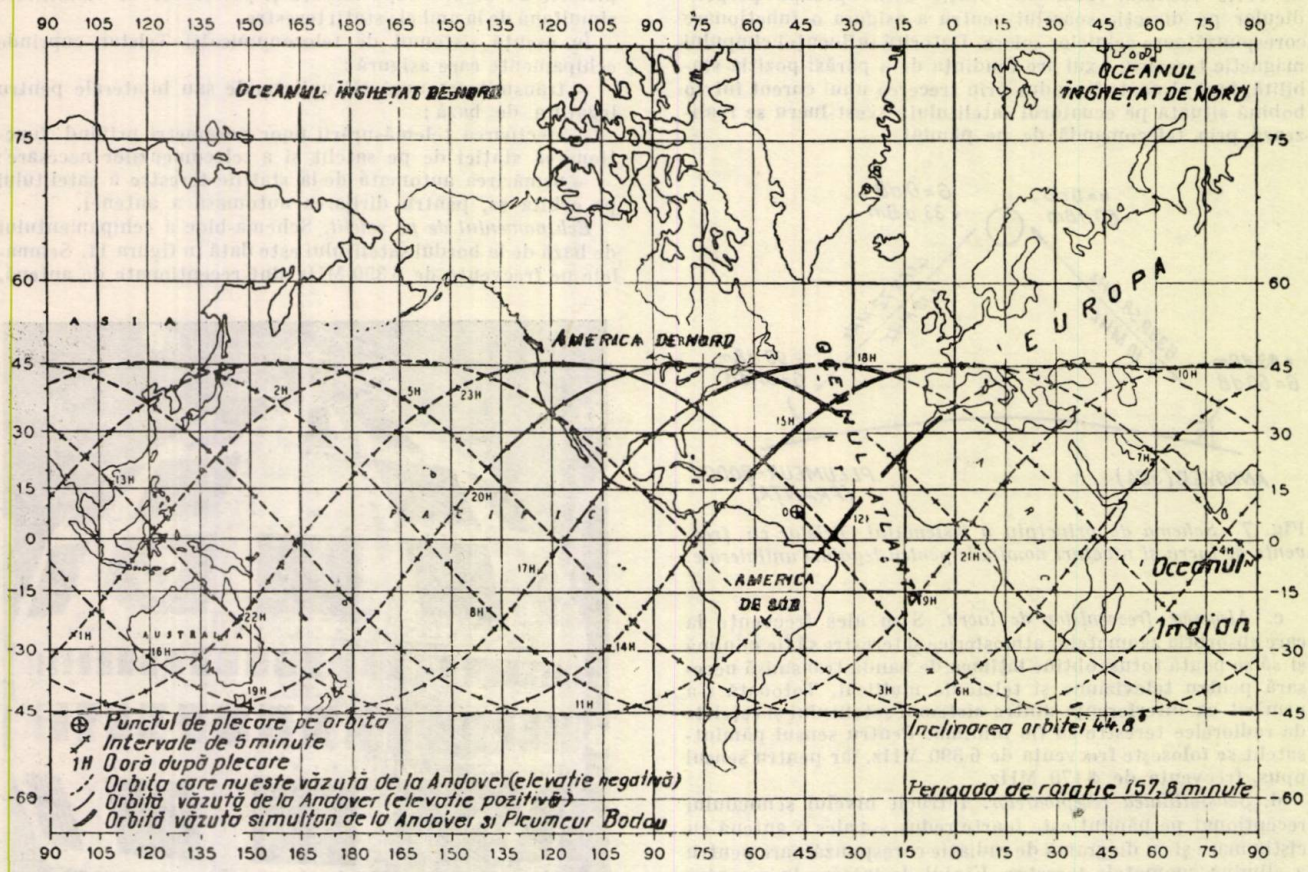


Fig. 10. *Traiectoria orbitelor satelitului Telstar pentru primele 24 de ore după lansare şi perioadele de vizibilitate simultană de la ambele staţii terestre.*

unde centimetrice pentru urmărirea de precizie, iar o altă parte este întoarsă pentru heterodinare.

Întrucît satelitul nu poate funcţiona în permanenţă, fiind limitat de capacitatea sistemului de electroalimentare, punerea şi scoaterea din funcţiune se realizează prin telecomandă de pe pămînt pe o frecvenţă de 123 MHz.

Pentru reperare şi urmărire de pe pămînt satelitul este prevăzut cu o radiobaliză funcţionînd pe frecvenţa de 136 MHz. Semnalul de 136 MHz este folosit şi ca purtătoare de telemăsură, putînd transmite simultan 118 informaţii despre temperatura şi presiunea de la bordul satelitului, valoarea tensiunilor şi a curenţilor, situaţia diferitelor relee, puterea de radiofrecvenţă emisă, nivelul semnalului recepţionat.

Tot prin sistemul de telemăsură se transmit pe pămînt rezultatele măsurării radiaţiei din spaţiul cosmic, întrucît aceasta este una dintre sarcinile importante care au fost atribuite satelitului.

Astfel, se măsoară fluxul de protoni şi electroni la diverse niveluri de energie, precum şi efectul cumulat al radiaţiei pe diverse elemente.

Schema-bloc a echipamentului de telecomenzi şi telemăsură de pe satelit este arătată în figura 12.

unităţilor de codificare pentru telemăsură şi funcţionarea sistemului de electroalimentare.

Pentru siguranţă maximă în funcţionare, elementele instalaţiei de telecomandă de la bordul satelitului sînt dublate.

Satelitul este echipat cu trei antene care sînt reprezentate schematic în figura 13. Cele două antene de unde centime-

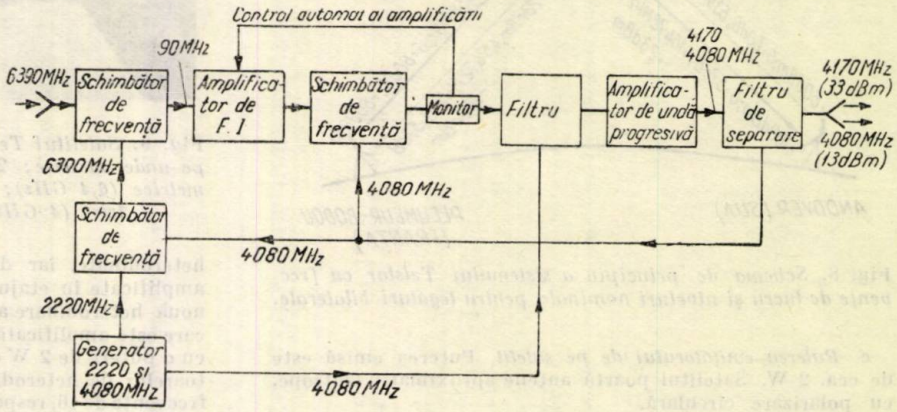


Fig. 11. *Schema-bloc a echipamentului de bază de la bordul satelitului Telstar.*

trice sînt aşezate ca un briu în partea ecuatorială şi sînt formate fiecare din elemente radiante şi un sistem de distribuţie a puterii pentru alimentarea fiecărui element. Briul

superior se folosește pentru recepția semnalelor de pe pămînt cu frecvența de 6 390 MHz, iar cel inferior, pentru emisie pe 4 170 și 4080 MHz. Elementul radiant este realizat dintr-un ghid de unde rectangular, care este excitat cu două unde polarizate încrucișat. Sistemul de distribuție este realizat din distribuitoare de putere active și reactive și din cabluri coaxiale semiflexibile. Proiectarea elementelor radiante s-a făcut în așa fel încît semnalele cu polarizare circulară în sens opus sînt emise și recepționate cu o diagramă aproape izotropă. Polarizarea circulară și diagrama izotropă permit realizarea legăturilor de telecomunicații prin satelit din toate direcțiile, fără un sistem de urmărire polarizat. Prin folosirea polarizării circulare cu sensuri opuse pe cele două trasee ale transmisiei (de la și spre pămînt) se poate face separarea emițătorului de receptor, atît pe satelit cît și la stația terestră. Pentru recepția și emisia semnalelor de telecomandă și telemăsură se folosește o antenă elice de unde metrice, care realizează de asemenea o diagramă aproape izotropă însă cu polarizare liniară.

În diverse puncte pe partea exterioară a satelitului sînt așezate dispozitive pentru a determina direcția soarelui, radiația în zonele van Allen, precum și efectele pe care aceasta le produce.

Reflexia luminii solare spre pămînt prin trei oglinzi situate la partea inferioară a satelitului permite urmărirea lui de pe pămînt cu un sistem optic și determinarea pe această cale a orientării axei de rotație.

Schema-bloc a sistemului de electroalimentare este dată în figura 14. Energia primară necesară pentru funcționarea echipamentului se obține prin celule solare de tip $n-p$ care au o rezistență mai mare la radiații. Cele 3 600 de celule solare sînt împărțite în 50 de grupuri legate în paralel, fiecare grup conținînd 72 de celule legate în serie.

Puterea cerută pentru funcționarea echipamentului este mai mare decît puterea medie furnizată de celule. Din acest motiv s-a prevăzut o baterie de înmagazinare cu 19 elemente de cadmiu-nichel, care să preia sarcina de vîrf și să permită de asemenea funcționarea în perioadele cînd satelitul se găsește în umbra pămîntului. Tensiunea de ieșire a bateriei este în mod normal cuprinsă între 24 și 27 V și este redusă la 16 V în regulatorul principal. Acesta are trei ieșiri filtrate de —16 V folosite în toate circuitele statice, precum și pentru alimentarea cu înaltă tensiune a tubului cu undă progresivă printr-un convertizor dublu.

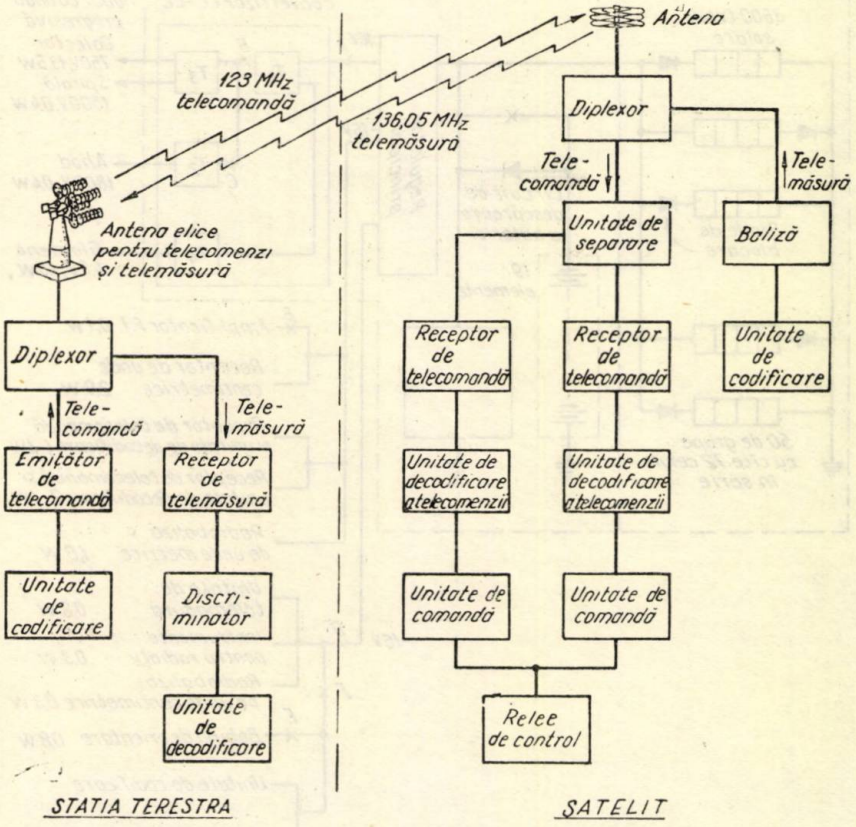


Fig. 12. *Schema-bloc a sistemului de telecomandă și telemăsură Telstar.*

În figura 15 se poate vedea un element de acumulator, cu o capacitate de 6 amper-ore.

Bateria este legată la celulele solare prin circuitul de descărcare format dintr-o diodă scurtcircuitată în mod normal prin contactele unui releu. În acest fel tensiunea maximă debitată de celulele solare, de 29,5 V, este și tensiunea maximă de încărcare a bateriei.

Convertizorul dublu este format din două unități — una de joasă tensiune și alta de înaltă tensiune. În prima unitate

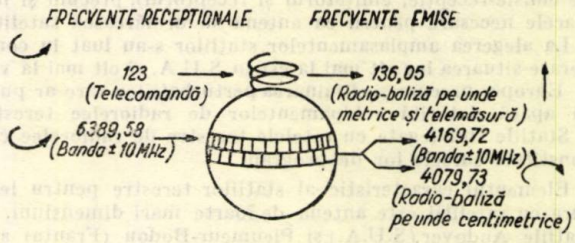


Fig. 13. *Schema sistemului de antene al satelitului Telstar. Frecvențe și polarizări folosite.*

se face, printr-o schemă cu tranzistoare, o transformare a tensiunii continue în tensiune alternativă care alimentează un transformator și este apoi redresată și filtrată în cea de-a doua unitate. Randamentul total al convertizorului este de cca. 70%. Pentru a economisi puterea solicitată, convertizorul lucrează prin telecomandă numai în timpul transmisiunilor de pe pămînt.

Satelitul este realizat dintr-o ramă de magneziu acoperită cu plăci de aluminiu. El are forma unei sfere de 86 cm diametru, cu o greutate de 77 kg. Echipamentul electronic este adăpostit într-un container cilindric ermetizat, care e susţimea fasciculului de 0,16—0,23°. Ea cîntăreşte 380 t. Pe structura de rezistenţă a antenei sînt prevăzute două cabine de echipament, dintre care una este situată chiar la ieşirea din cornet şi adăposteşte etajul de intrare în receptor.

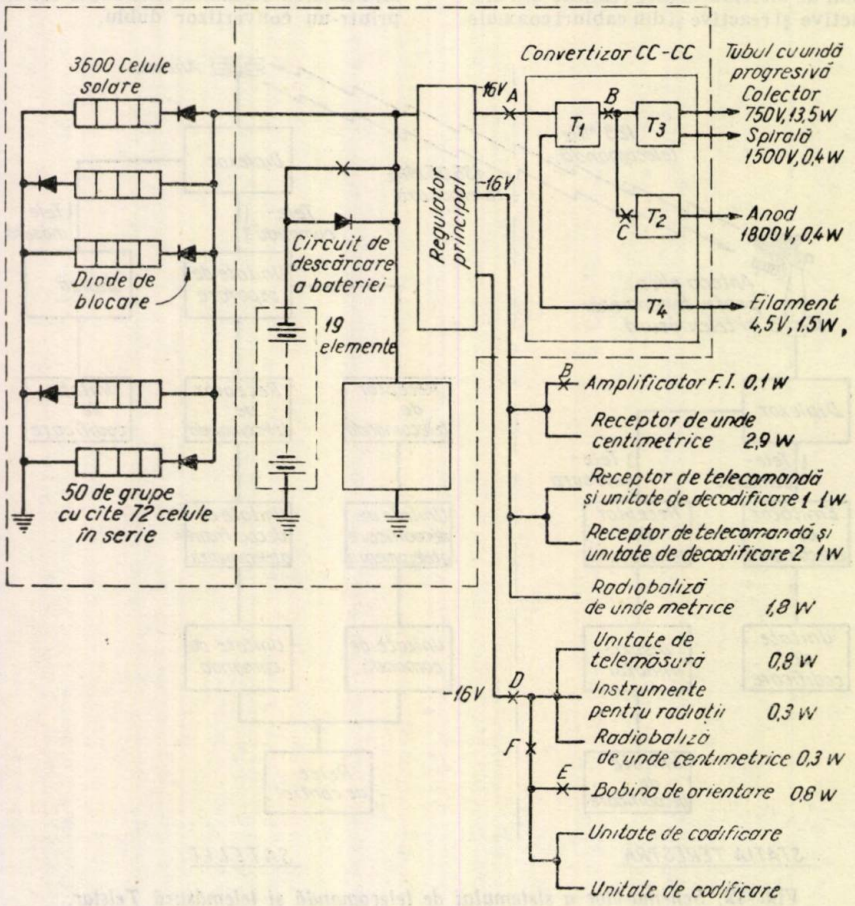


Fig. 14. *Schema-bloc a sistemului de electroalimentare de pe satelitul Telstar.*

pendat de ramă prin cureluşe de nylon. În acest fel se realizează o izolare termică faţă de învelişul exterior şi o atenuare a vibraţiilor de înaltă frecvenţă în timpul lansării.

Subansamblurile precum şi tot conţinutul containerului sînt îmbrăcate în material plastic. Întrucît după montare este practic imposibil de depanat echipamentul, s-au construit şase bucăţi identice pregătite pentru a putea fi lansate.

Instalaţiile terestre. Staţiile terestre cuprind echipamentele care asigură legăturile de bază bilaterale cu satelitul (antena de emisie-recepţie, emiţătorul şi receptorul), precum şi mijloacele necesare pentru ca antena să urmărească satelitul.

La alegerea amplasamentelor staţiilor s-au luat în considerare situarea lor cît mai la est în S.U.A. şi cît mai la vest în Europa, precum şi eliminarea perturbaţiilor care ar putea să apară datorită echipamentelor de radiorelee terestre.

Staţiile sînt legate cu reţelele terestre de radiorelee care constituie sursele lor de program.

Elementul caracteristic al staţiilor terestre pentru legătura cu sateliţii este antena de foarte mari dimensiuni. La staţiile Andover (S.U.A.) şi Pleumeur-Bodou (Franţa) s-au ales antene cornet-parabolice (fig. 16), iar la Goonhilly Downs, o antenă parabolică (fig. 17). Antenele cornet-parabolice au un cornet de 44 m lungime şi o suprafaţă radiantă cu un diametru de cca. 20 mm. Pentru urmărirea satelitului, antenele se pot roti în jurul axului orizontal în două lagăre-palier şi în jurul unui ax vertical pe două şine concentrice.

Diagrama de radiaţie are lobi secundari foarte mici. Antena este adăpostită contra intemperiilor şi a vîntului printr-o cupolă de material plastic de circa 70 m diametru. În interiorul cupolei se păstrează o temperatură şi suprapresiune constantă, iar aerul este uscat. Cîştigul antenei este de 58—60 dB, cu lă-

Antena de la Goonhilly Downs este o parabolă cu diametrul de 25 m. Dimensiunile ei sînt mai reduse, ceea ce a avut ca efect şi reducerea performanţelor obţinute. Diagrama de radiaţie a antenei are lobi secundari mai importanţi pe direcţia

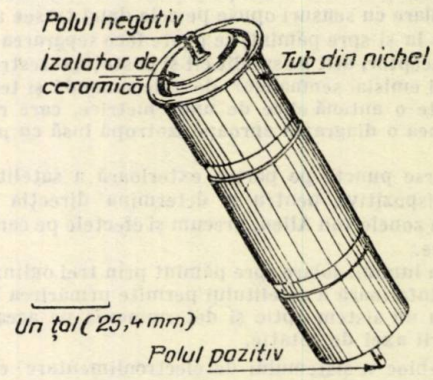


Fig. 15. *Element de acumulator cu cadmiu-nichel pentru satelit.*

spre sol, ceea ce duce la creşterea zgomotului terestru captat, şi deci la micşorarea sensibilităţii echipamentului de recepţie.

Antenele staţiilor terestre sînt folosite simultan atît pentru emisie, cît şi pentru recepţie.

Schema-bloc a emiţătorului staţiei terestre este dată în figura 18. Emiţătorul are o putere de ieşire de 2 kW cu o

deviație de ± 10 MHz. Semnalul de intrare de 1 V este introdus pe etajul modulator cu clistron, obținîndu-se o deviație de frecvență de 10 MHz. În etajul schimbător de frecvență,

Demodulatorul permite să se folosească avantajele modulării cu deviație mare, fără înrăutățirea raportului semnal/zgomot care s-ar produce într-un demodulator cu aceeași lățime de

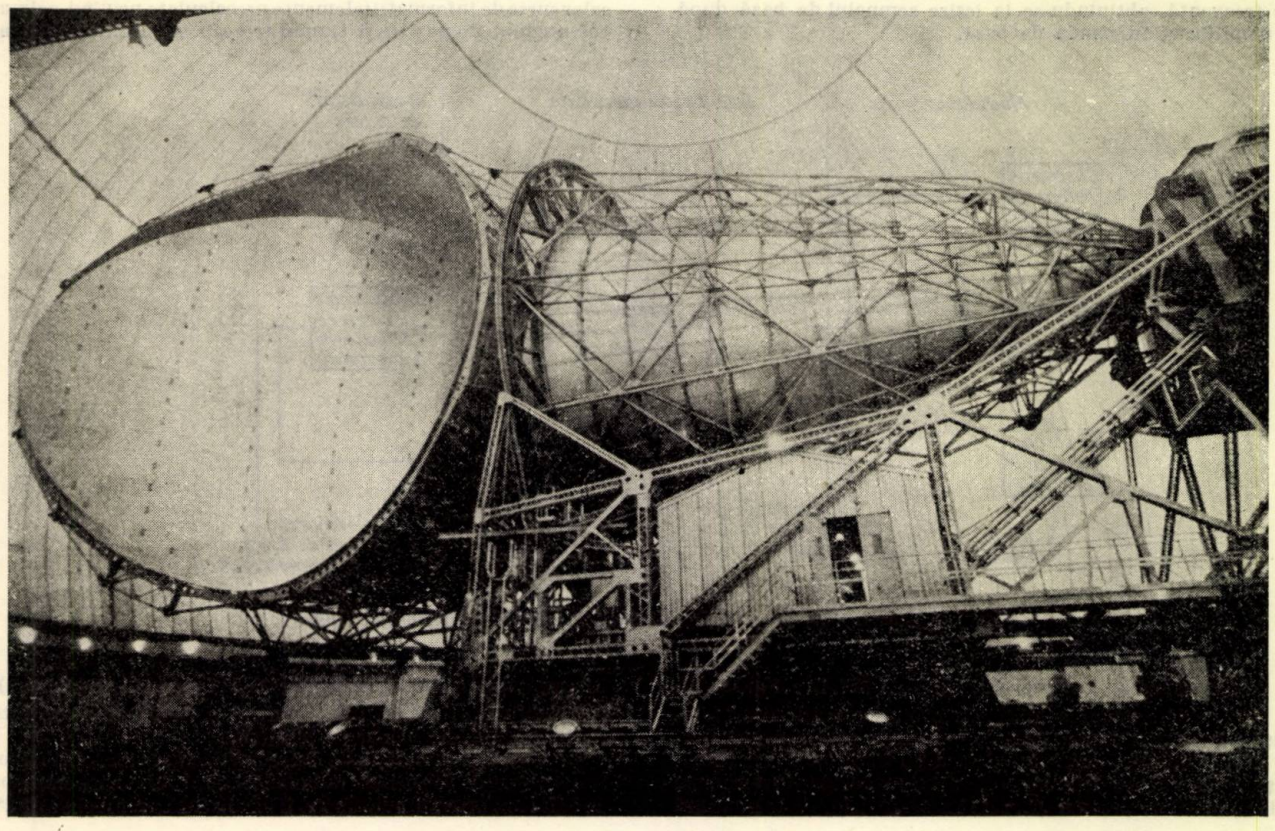


Fig. 16. *Antenă cornet-parabolică pentru stația terestră a sistemului Telstar (Andover și Pleumeur-Bodou).*

prin heterodinare, rezultă semnalul de 74 MHz, care este amplificat în etajul de frecvență intermediară. Circuitul de contro lautomat al frecvenței acționează asupra clistronului-heterodină și asigură o frecvență de ieșire medie constantă. După o nouă heterodinare cu frecvența de 6 316 MHz, produsă în oscilatorul emițătorului, se obține frecvența de emisie de 6 390 MHz. Acest semnal este amplificat cu ajutorul unui tub cu undă progresivă care debitează o putere de 5 W pe atenuatorul de la ieșirea din amplificatorul modulator. Atenuatorul face parte din circuitul de comandă automată a puterii care modifică puterea emisă de stația terestră în funcție de datele primite de la calculator privind distanța pînă la satelit, respectiv atenuarea în spațiul liber.

Amplificatorul de putere este echipat tot cu un tub de undă progresivă, care furnizează în antenă o putere de radiofrecvență maximă, de 2 kW. Tubul a fost construit în mod special pentru sistemul Telstar.

La recepție semnalul de 4 170 MHz după ce este separat prin diplexor este amplificat în unitatea de înaltă frecvență de un maser cu undă progresivă cu un cîștig de 40 dB și o bandă de trecere de 25 MHz. Cîmpul magnetic al maserului se realizează cu un magnet permanent. Pompa maserului este asigurată printr-un clistron cu frecvența nominală de 30 300 MHz, cu o putere de 250 mW, din care 150 mW sînt folosiți de maser. Maserul este saturat de pompă, astfel încît este necesară o stabilizare de frecvență. Sistemul de răcire funcționează cu heliu lichid.

În amplificatorul de frecvență intermediară se face întîi o heterodinare pentru coborîrea semnalului la 74 MHz, apoi o amplificare pe frecvența intermediară și o nouă heterodinare avînd ca rezultat un semnal de 6 129 MHz care urmează să fie introdus în demodulatorul cu compresiune de frecvență. Amplificatorul de frecvență intermediară este prevăzut cu un circuit de control automat al amplificării.

bandă. Compresiunea benzii de zgomot se realizează printr-un circuit de reacție negativă care întoarce o parte din semnalul de ieșire în banda de bază, la un oscilator local cu tensiune

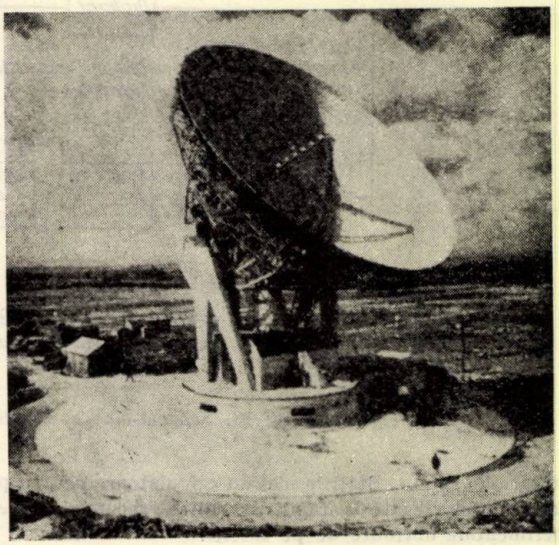


Fig. 17. *Antenă parabolică pentru stația terestră a sistemului Telstar (Goonhilly Downs).*

controlată. Oscilatorul local urmărește deviațiile semnalului de intrare, astfel că deviațiile de frecvență ale semnalului de F.I. sînt reduse proporțional cu coeficientul de reacție.

Oscilatorul este echipat cu un clistron şi acţionează asupra unui etaj de amestec, la ieşirea căruia se obţine semnalul de frecvenţă intermediară, de 74 MHz. Acesta este limitat şi detectat într-un demodulator obişnuit pentru modulaţie de frecvenţă, obţinîndu-se la ieşire semnalul de bază după o amplificare în banda de bază.

Instalaţia este mai complicată decît ar fi fost necesar, însă a fost astfel realizată spre a se stabili metodele optime de lucru, pentru sistemele viitoare.

Calculatorul poate folosi benzi de programare pe baza diverselor surse de informaţii (elemente precalculate privind azimutul, unghiul de poziţie şi timpul trecerii satelitului, elemen-

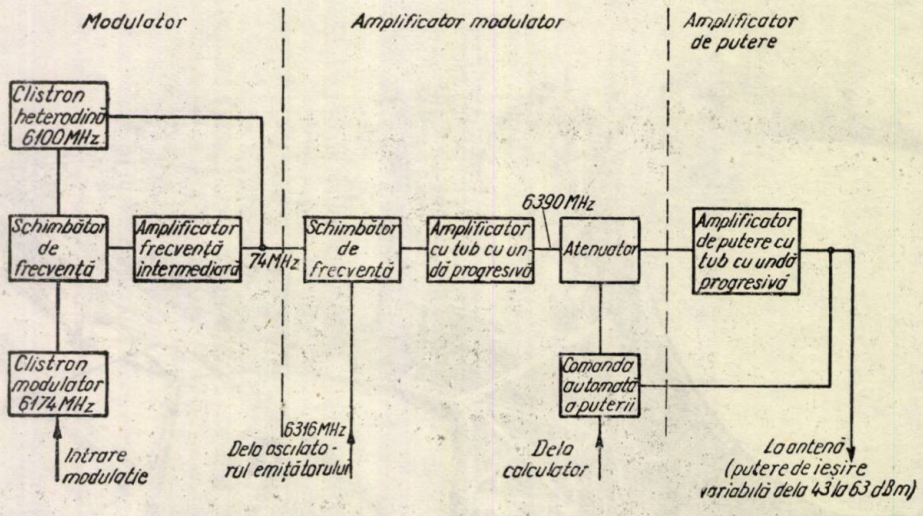


Fig. 18. *Schema-bloc a emiţătorului staţiei terestre a sistemului Telstar.*

Schema-bloc a receptorului este dată în figura 19.

Pentru determinarea precisă a orbitei satelitului se foloseşte o instalaţie de urmărire de precizie pe unde centimetrice. O altă instalaţie, funcţionînd însă pe unde metrice, urmăreşte de asemenea deplasarea satelitului şi asigură transmisia telecomenzilor, precum şi recepţia semnalelor de telemăsură

tele orbitale şi elementele obţinute de la centrul de coordonare).

Urmărirea se poate însă obţine şi pe altă cale, care este independentă de banda de programare.

În acest caz instalaţia de telecomandă care lucrează cu un fascicul larg de 20° prinde radiobaliza satelitului care emite pe 136 MHz şi, prin autourmărire, îl localizează cu precizie de 1°.

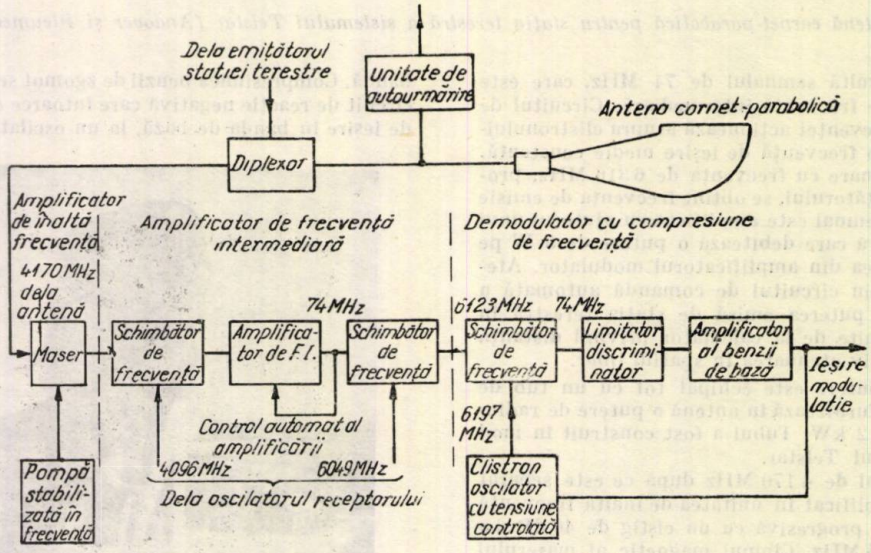


Fig. 19. *Schema-bloc a receptorului staţiei terestre a sistemului Telstar.*

furnizate de satelit. Staţiile mai au calculatoare pentru prelucrarea datelor legate de stabilirea orbitei, precum şi a datelor experimentale obţinute de pe satelit.

Schema-bloc a sistemului terestru de urmărire este dată în figura 20. Aceasta constă în următoarele patru părţi: instalaţia de telecomandă şi unitatea sa de comandă, instalaţia de urmărire de precizie şi unitatea sa de comandă, antena cornet-parabolică şi unitatea sa de comandă şi calculatoarele.

Dacă instalaţia de telemăsură indică funcţionarea normală a satelitului, se dă telecomanda de pornire a staţiei de amplificare de la bordul său.

Ca urmare începe să funcţioneze şi radiobaliza pe 4 080 MHz, iar instalaţia de urmărire de precizie prin autourmărire comandată de instalaţia de telecomandă caută satelitul şi îl localizează cu o precizie de 0,02°. Instalaţia de urmărire de precizie foloseşte o antenă Cassegrain de 2,5 m diametru. Antena cornet-parabolică poate să fie comandată acum de instalaţia de urmărire de precizie, întrucît lăţimea fasciculului

este de 0,2°. După ce a detectat satelitul, antena îl poate autourmări fără ajutor extern.

Stația terestră asigură emisia semnalelor de telecomandă, precum și recepția și decodificarea celor 118 informații furnizate de instalația de telemăsură.

Satelitul Telstar 1 s-a defectat la sfîrșitul lunii noiembrie 1962, întrucît nu s-a mai putut telecomanda pornirea echipamentului de amplificare de la bordul lui. S-a putut stabili că defecțiunea provine de la un tranzistor a cărui funcționare a avut de suferit de pe urma radiației particulelor de mari energii. Pentru remedierea defecțiunii trebuia întreruptă tensiunea de polarizare a tranzistorului, pentru ca efectul perturbației să se atenueze în timp. Această operație presupunea întreruperea tensiunii bateriei de alimentare pentru care era însă necesară funcționarea corectă chiar a tranzistorului deranjat. S-a reușit totuși să se găsească o soluție pentru deconectarea antenei prin utilizarea unor semnale de telecomandă cu o formă specială.

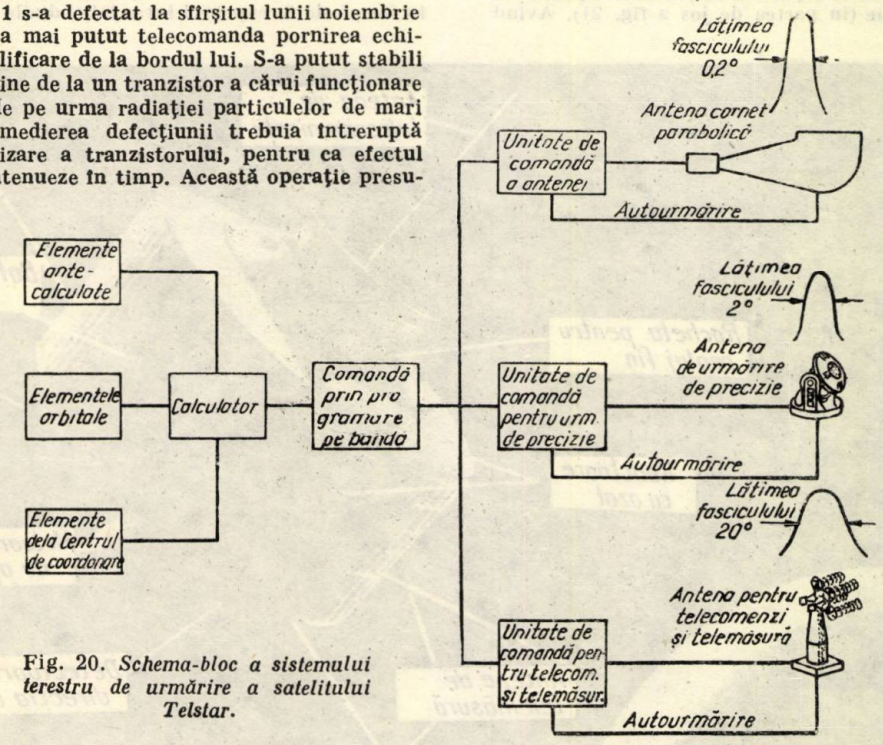


Fig. 20. *Schema-bloc a sistemului terestru de urmărire a satelitului Telstar.*

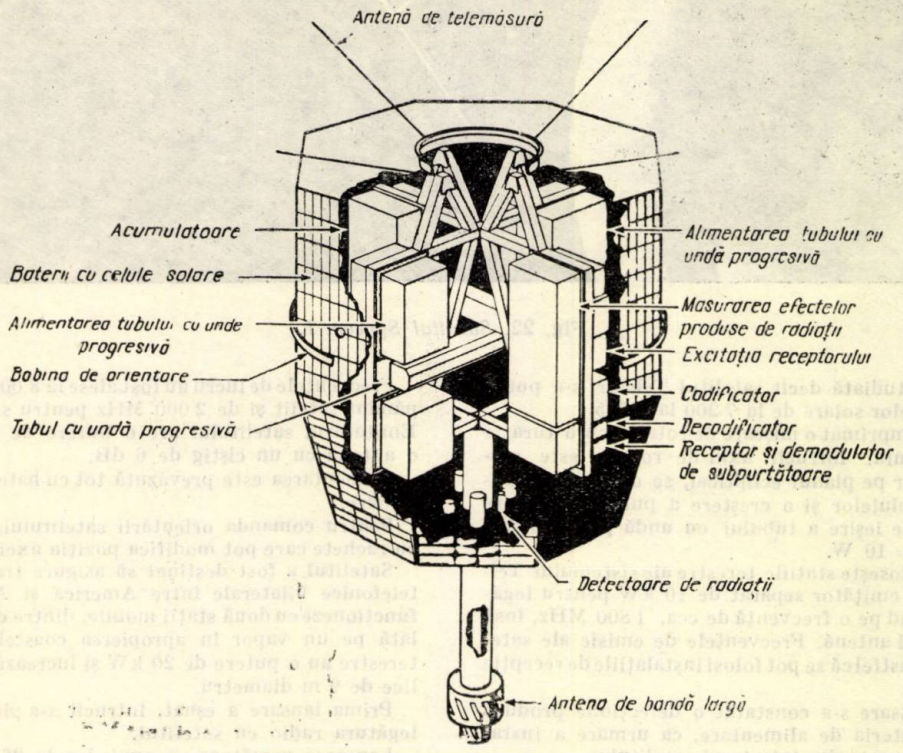


Fig. 21. *Satelitul Relay.*

La data de 3 ianuarie 1963 satelitul a putut fi folosit din nou, însă la începutul lunii februarie au apărut iar semnele unor deranjamente, care pînă la urmă au dus la deconectarea unui releu principal (S) și care au întrerupt legătura între celulele solare și bateria de acumulatoare.

Satelitul Telstar 2 a fost lansat la 7 mai 1963 pe o orbită mai alungită decît a celui precedent.

La sfîrșitul anului 1962 a fost lansat satelitul Relay 1 pe o orbită cu perigeul de 1 320 km și apogeul de 7 440 km.

Programul lui este asemănător cu cel al satelitului Telstar. O vedere a lui este dată în figura 21. Satelitul Relay recepționează semnalele pe o frecvență mai joasă decît satelitul Telstar.

Antenele folosite sînt de tipul fantă și sînt acoperite cu dispozitive de protecție (în partea de jos a fig. 21). Avînd o formă mai bine studiată decît satelitul Telstar, s-a putut mări numărul celulelor solare de la 7 200 la 8 215.

Satelitului i s-a imprimat o mișcare de rotație cu o turație inițială de 150 rot/min. Întrucît axul de rotație este stabilizat perpendicular pe planul eclipticei, se obține o iluminare mai bună a celulelor și o creștere a puterii furnizate la 45 W. Puterea de ieșire a tubului cu undă progresivă a crescut astfel la cca. 10 W.

Satelitul Relay folosește stațiile terestre ale sistemului Telstar. Acestea au un emițător separat de 10 kW pentru legătura cu Relay, lucrînd pe o frecvență de cca. 1 800 MHz, însă debitează pe aceeași antenă. Frecvențele de emisie ale satelitului sînt identice, astfel că se pot folosi instalațiile de recepție existente.

Imediat după lansare s-a constatat o defecțiune produsă de o scurgere la bateria de alimentare, ca urmare a instabilității regimului termic din interiorul satelitului.

Totuși după o anumită perioadă defecțiunea a dispărut, astfel că satelitul a putut fi folosit.

*

La 14 ianuarie 1963 a fost lansat satelitul SYNCOM 1 (fig. 22) pe o orbită circulară de 36 000 km. Întrucît racheta purtătoare nu a fost suficient de puternică, el a fost lansat pe o orbită eliptică. În momentul atingerii altitudinii maxime au intrat în funcțiune o serie de rachete mici care i-au dat viteza necesară pentru deplasarea pe orbită circulară.

Planul orbitei face un unghi de 30° cu ecuatorul astfel că satelitul nu apare ca un punct fix, ci descrie o traiectorie în formă de 8, cuprinsă între latitudinile de 30° nord și sud.

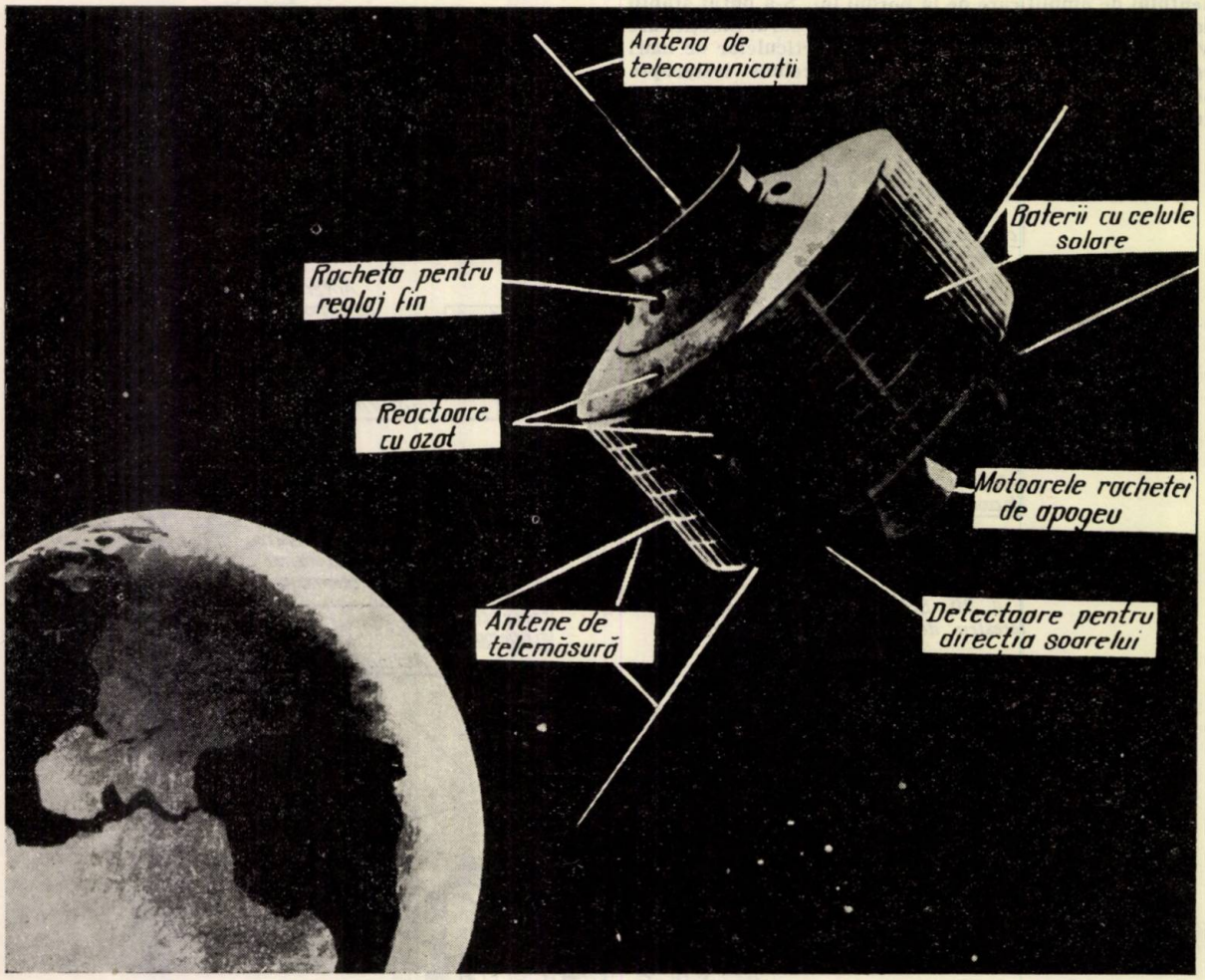


Fig. 22. *Satelitul Syncom I.*

Frecvențele de lucru au fost alese la 8 000 MHz pentru sensul pămînt-satelit și de 2 000 MHz pentru sensul de întoarcere. Emițătorul satelitului are o putere de 2 W și folosește o o antenă cu un cîștig de 6 dB.

Alimentarea este prevăzută tot cu baterii solare și acumulatoare.

Pentru comanda orientării satelitului, el a fost prevăzut cu rachete care pot modifica poziția axei de rotație.

Satelitul a fost destinat să asigure transmisia a două căi telefonice bilaterale între America și Africa și trebuie să funcționeze cu două stații mobile, dintre care una a fost instalată pe un vapor în apropierea coastelor Africii. Stațiile terestre au o putere de 20 kW și lucrează cu antene parabolice de 9 m diametru.

Prima lansare a eșuat, întrucît s-a pierdut de la început legătura radio cu satelitul.

Lansarea următoare a avut loc la 26 iulie 1963 și a dat rezultatele scontate.

*

Sateliții artificiali ai pămîntului folosiți pentru telecomunicații și-au demonstrat din plin eficacitatea și prin aceasta au atras atenția asupra marilor posibilități pe care

e oferă pentru realizarea pe această cale a legăturilor la distanțe foarte mari.

În luna noiembrie 1963, stațiile de televiziune din R.P.R. au emis cîteva programe primite din Statele Unite ale Americii prin sateliți artificiali.

Avînd în vedere, pe de o parte, rezultatele obținute pînă în prezent, iar pe de altă parte, interesul care se acordă acestei noi ramuri în plină dezvoltare, se poate trage concluzia că telecomunicațiile prin sateliți artificiali ai pămîntului au un mare viitor pentru realizarea comunicațiilor între puncte terestre situate la distanțe foarte mari.

S-au făcut de pe acum diverse studii și chiar propuneri concrete pentru realizarea unor sisteme mondiale de telecomunicații folosind sateliți artificiali ai pămîntului.

BIBLIOGRAFIE

[1] WEBB, J. A. *Communications mondiales par satellites.* În : Journal des télécommunications, 1961, martie, nr. 3.

[2] WEPPLER, E. H. *Transmission intercontinentale de télévision par satellite-relais. Mondiovision.* În : Journal des télécommunications, 1962, august, nr. 8.

[3] JAFFE, L. *La Nasa programme de satellites de télécommunications.* În : Journal des télécommunications, 1962, martie, nr. 3.

[4] VOGE, J. *Télécommunications intercontinentales par satellites artificiels.* În : Revue générale d'Électronique, 1963, noiembrie, nr. 204.

[5] PIERCE, J. R. *Satellites et télévision.* În : Journal des télécommunications, 1961, iunie, nr. 6.

[6] WARREN, R. E. *Un essai de télécommunications par satellite passif : l'experience d'ECHO I.* În : Journal des télécommunications, 1961, februarie, nr. 2.

[7] * * * *Telstar, Nachrichten — Satellit für Transatlantik-Fernsehen.* În : Radio Mentor, 1962, nr. 6. iunie.

[8] THUE, M. și HOUSSIN, J. P. *Le projet Telstar et la station expérimentale de télécommunications par satellites de Pleumeur-Bodou.* În : L'Onde éléctrique, 1963, martie, nr. 432.

[9] DICKIESON, A. C. *The Telstar Experiment.* În : The Bell System Technical Journal, 1963, nr. 4. iulie, partea I.

[10] ROTH, D. F. ș. a. *The Telstar Satellite System.* În : The Bell System Technical Journal, 1963, nr. 4, iulie, partea I.

[11] SHENNUM, R. H. și HAURY, P. T. *A General Description of the Telstar Spacecraft.* În : The Bell System Technical Journal, 1963, nr. 4, iulie, partea I.

[12] DAVIS, C. G. ș. a. *The Spacecraft Communications Repeater.* În : The Bell System Technical Journal, 1963, nr. 4, iulie, partea I.

[13] BANGERT, J. T. ș. a. *The Spacecraft Antennas.* În : The Bell System Technical Journal, 1963, nr. 4, iulie, partea I.

[14] BOMBERGER, D. C. ș. a. *The Spacecraft Power Supply System.* În : The Bell System Technical Journal, 1963, nr. 4, iulie, partea I.

[15] CHAPMAN, R. C. Jr. ș. a. *Command and Telemetry Systems.* În : The Bell System Technical Journal, 1963, nr. 4, iulie, partea I.

[16] GIGER, A. J. ș. a. *The Ground Transmitter and Receiver.* În : The Bell System Technical Journal, 1963, nr. 4. iulie, partea I.

[17] MAYO, J. S. ș. a. *The Command System Malfunction of the Telstar Satellite.* În : The Bell System Technical Journal, 1963, nr. 4, iulie, partea a II-a.

NOI TELEVIZOARE ROMÎNEȘTI

Ing. EREMIA MIHĂILESCU

Televizorul VS47—632A „LUCHIAN"

Este un receptor de televiziune modern, realizat la nivelul tehnicii actuale atît în ce privește concepția tehnică, cît și modul de prezentare.

Imaginea obținută pe ecranul acestui televizor este de o strălucire și calitate remarcabilă, ceea ce dă posibilitatea recepționării programului, în condiții bune, chiar în încăperi luminate sau la lumina zilei.

Sensibilitatea sa bună, comparabilă cu cea prezentată de „Național" și „Cosmos", permite recepția la distanțe mari de postul de emisie.

Prezintă o mare stabilitate în funcționare, ceea ce dă posibilitatea să se realizeze o recepție corectă cu un număr de reglaje relativ mic.

Aparatul este prezentat într-o casetă de placaj furniruit, lustruit oglindă, cu linie modernă, avînd capacul spate confecționat din material plastic (fig. 1).

Particularități constructive

— Este prevăzut cu șasiu rabatabil care permite o ușoară manipulare și punerea în evidență a tuturor pieselor componente. Montajul este realizat sub formă mixtă de cablaj obișnuit și circuite imprimate în proporție de 50% (3 moduli funcționali cu circuite imprimate). Șasiul rabatabil și circuitele imprimate existente în construcția sa asigură o depanare și întreținere ușoară, fără a fi nevoie de descasetare, și de asemenea asigură și rezistența în funcționare.

— Impedanța de intrare este de 300 ohmi simetrică, ceea ce oferă posibilitatea folosirii unui conductor bifilar de coborîre de la antenă, fără adaptor.

— Are integrat în montaj un atenuator cu atenuare de 15 dB, folosit la recepționarea semnalelor puternice.

— Butoanele de reglaj sînt dispuse, în majoritate, pe placa din spate a aparatului, partea frontală a televizorului fiind ocupată numai de ecranul tubului de imagine.

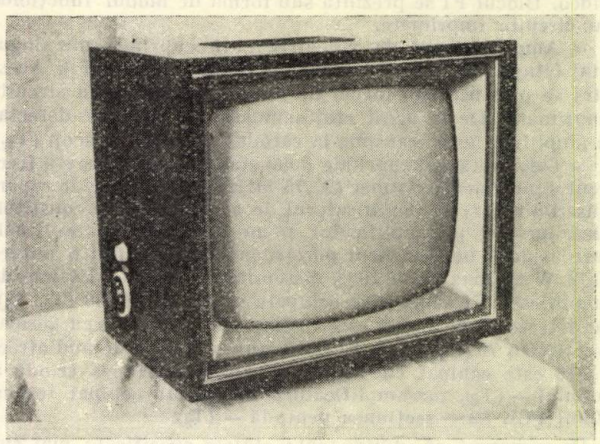


Fig. 1. *Fotografia televizorului VS47—632A „Luchian".*

— Este echipat cu un difuzor eliptic de 2W, permanent dinamic, care asigură o reproducere de înaltă calitate a sunetului.

Descrierea sumară a televizorului

Este un receptor de televiziune de clasă medie, tip superheterodină, în montaj cu o cale comună pentru semnalele de imagine și sunet (cu bătăi între purtătoare), destinat recepției a 12 canale de televiziune din benzile I—III conform normelor OIRT.

Este echipat cu 16 tuburi electronice şi 5 diode semiconductoare, dintre care 3 diode cu germaniu şi 2 diode cu siliciu.

Tubul cinescop de tipul AW 47—91, cu gît scurt, are diagonala de 47 cm, unghiul de deflexie de 110° şi este prevăzut cu ecran aluminizat şi cu focalizare electrostatică.

Aparatul este prevăzut cu 12 reglaje manuale, şi anume: volum sonor, contrast, luminozitate, frecvenţa liniilor, frecvenţa cadrelor, reglajul automat al sensibilităţii, focalizare, dimensiune pe verticală, reglaj brut al liniarităţii pe verticală, reglaj fin al liniarităţii pe verticală, dimensiune pe orizontală, liniaritate pe orizontală.

Alimentarea aparatului se face numai de la reţeaua de curent alternativ (50 Hz) la tensiunile de 110 V, 120 V şi 220 V.

Dimensiunile televizorului sînt aproximativ 500 × 430 × ×310/410 mm, iar greutatea cca. 22 kg.

impulsurilor de întoarcere cu ajutorul diodei DY 86 (T_{16}), care constituie un redresor de foarte înaltă tensiune.

Alimentarea televizorului se face fără transformator de reţea, redresarea făcîndu-se în montaj de dublare de tensiune cu diodele cu siliciu de tip SD-1 (OA210) — (D_{18}, D_{19}).

Date tehnice

Comutator de canale: 12 canale OIRT (48,5—230 MHz)
Banda I: 2 canale (48,5—66 MHz)
Banda II: 3 canale (76—100 MHz)
Banda III: 7 canale (174—230 MHz)

Repartizarea frecvenţelor pentru cele 12 canale recepţionabile se poate vedea în tabela următoare:

Canal	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Frecv. purtătoare de imagine (Fi) MHz	49,75	59,25	77,25	85,25	93,25	175,25	183,25	191,25	199,25	207,25	215,25	223,25
Frecv. purtătoare de sunet (Fs) MHz	56,25	65,75	83,75	91,75	99,75	181,75	189,75	197,75	205,75	213,75	221,75	229,75

Examinînd schema de principiu a aparatului (fig. 2) se observă următoarele:

— Antena poate fi conectată direct cu bobinele de intrare (fără atenuare) sau prin intermediul unui atenuator. Primul caz se aplică pentru recepţionarea emiţătoarelor îndepărtate, iar al doilea caz, pentru recepţionarea emiţătoarelor din apropiere (staţii puternice).

— Blocul RF (ansamblu rotactor) cuprinde un etaj amplificator RF în montaj cascodă echipat cu tubul electronic PCC 88 (T_1) caracterizat printr-un nivel de zgomot scăzut şi un etaj schimbător de frecvenţă echipat cu tubul PCF 80 (T_2).

— Blocul FI (calea comună) cuprinde trei etaje de amplificare a frecvenţei intermediare şi un etaj de detecţie a imaginii. Etajele de amplificare FI sînt echipate cu tuburile EF 80 (T_3, T_4) şi EF 184 (T_5), iar etajul detector video este echipat cu dioda cu germaniu OA 70 (D_{20}) care comandă etajul final video. Blocul FI se prezintă sub formă de modul funcţional cu circuite imprimate.

— Amplificatorul de videofrecvenţă cuprinde un singur etaj (etaj final video) echipat cu tubul EL 180 (T_6). Acest etaj se prezintă sub formă de modul funcţional cu circuite imprimate. De la acest etaj semnalul de imagine detectat şi amplificat este transmis la catodul tubului cinescop (T_{17}).

— Calea de sunet cuprinde două etaje de amplificare a frecvenţei intermediare sunet (27,75 MHz), un detector de raport (discriminator) şi amplificatorul de audiofrecvenţă constituit dintr-un etaj preamplificator şi un etaj amplificator final, care asigură pe difuzorul permanent dinamic (D) o putere de 2 W cu maximum 10 % distorsiuni neliniare. Etajele de amplificare FI sunet sînt echipate cu tubul EF 80 (T_7, T_8), iar detectorul de raport este realizat cu două diode cu germaniu tip OA 70 (D_{21}, D_{22}). Etajul preamplificator de audiofrecvenţă este echipat cu tubul PCL 82 — secţiunea triodă a tubului — (T_9), iar amplificatorul final este echipat tot cu tubul PCL 82 — secţiunea pentodă — (T_9).

De remarcat că, dintre toate etajele specificate mai sus pe calea de sunet, numai detectorul de raport este realizat sub formă de modul funcţional cu circuite imprimate, restul etajelor fiind prezentate sub formă de cablaj obişnuit.

— Separatorul şi amplificatorul de impulsuri (etajul de sincronizare) este echipat cu tubul ECL 80 (T_{10}).

— Generatorul de baleiaj de cadre cuprinde un oscilator cu blocare echipat cu secţiunea triodă a tubului PCF 80 (T) — (T_{11}) şi un amplificator final cadre echipat cu tubul PL 84 (T_{12}).

— Generatorul de baleiaj de linii cuprinde un multivibrator echipat cu tubul PCF 80/9A8 (T_{13}) şi un amplificator final. Amplificatorul final de linii este un montaj cu diodă de recuperare, echipat cu tuburile PL 36 (T_{14}) şi PY 88 (T_{15}).

Formarea tensiunii înalte pentru alimentarea anodului tubului cinescop AW 47—91 (T_{17}) se obţine prin redresarea

Dimensiunile imaginii: 380 × 305 mm (diagonala 47 cm).

Sensibilitatea purtătoarei de imagine: mai bună decît 100 μV cu reglajul de „contrast şi RAS" în poziţia corespunzătoare amplificării maxime.

Sensibilitatea purtătoarei de sunet: (pentru un raport între purtătoare U_s U_i = 1/2 şi puterea de ieşire audio de 50 mW): mai bună decît 50 μV cu reglajul de „contrast şi RAS" în poziţia corespunzătoare amplificării maxime şi volumul sunetului pe maxim.

Reglajul automat al sensibilităţii (RAS): pentru o variaţie de 26 dB a semnalului de intrare (de la 1 mV la 20 mV), cu reglajul contrastului şi RAS în poziţia de amplificare maximă, variaţia tensiunii video la ieşire (pe catodul cinescopului) este mai mică decît 5 dB.

Selectivitatea:

— Atenuarea purtătoarei de imagine a canalului adiacent superior este mai mare decît 26 dB.

— Atenuarea purtătoarei de sunet a canalului adiacent inferior este mai mare decît 20 dB.

— Atenuarea frecvenţei intermediare este mai mare decît 35 dB.

— Atenuarea frecvenţei imagine „oglindă" este mai mare decît 40 dB.

Raportul semnal/zgomot. Pentru un semnal de 100 μV la antenă, raportul semnal/zgomot (U_s/U_{zg}) este mai mare decît 18 ± 3 dB pentru canalele 1—4 şi mai mare decît 16±3 dB pentru canalele 5—12.

Fidelitatea imaginii: Definiţia pe orizontală este mai bună decît 450 linii la centru şi 400 linii la extremităţi.

Fidelitatea electrică a sunetului: Banda de audiofrecvenţă la 3 dB, raportată la frecvenţa de 1 000 Hz, este cuprinsă între 90 şi 8 500 Hz.

Puterea la ieşire: 2W cu max. 10 % distorsiuni neliniare.

Consumul de la reţea: aprox. 170 VA.

Impedanţa de intrare a antenei: 300 ohmi (simetric).

Frecvenţa intermediară de imagine: 34,25 MHz.

Frecvenţa intermediară de sunet: 27,75 MHz.

Tuburile electronice şi diodele semiconductoare folosite:

PCC 88 — amplificator de radiofrecvenţă
PCF 80 — schimbător de frecvenţă
2 × EF 80 — amplificator de FI (cale comună)
EF 184 — amplificator de FI (cale comună)
EL 180 — amplificator de videofrecvenţă
2 × EF 80 — amplificator frecvenţă intermediară sunet
PCL 82 — preamplificator şi amplificator final de audiofrecvenţă
ECL 80 — separator şi amplificator de impulsuri
PCF 80 (T) — oscilator cadre
PL 84 — amplificator final cadre
PCF 80/9A8 — multivibrator linii

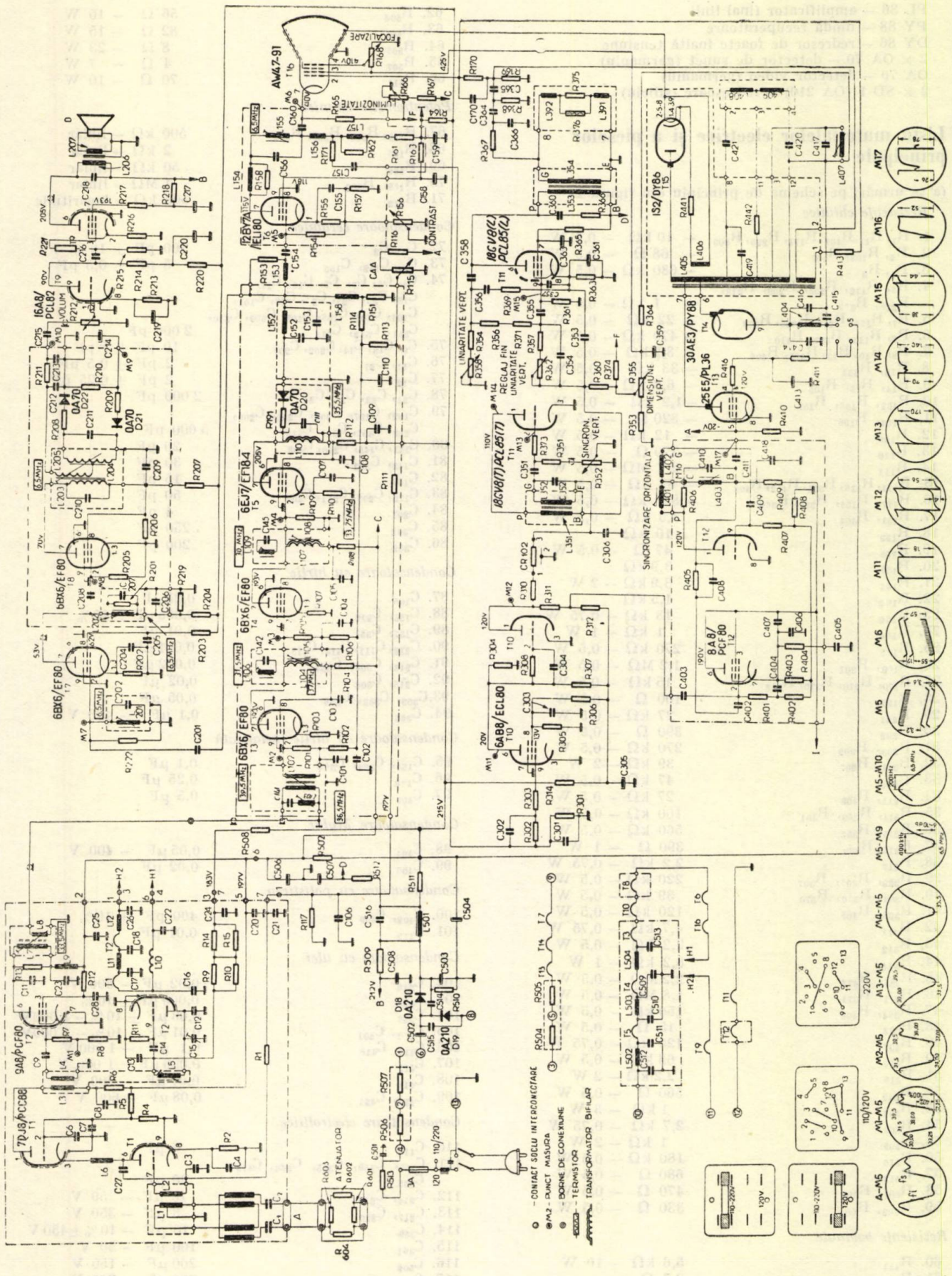


Fig. 2. *Schema de principiu a televizorului VS47—632A „Luchian".*

PL 36 — amplificator final linii
PY 88 — diodă recuperatoare
DY 86 — redresor de foarte înaltă tensiune
2 × OA 70 — detector de sunet (germaniu)
OA 70 — detector video (germaniu)
2 × SD-1 (OA 210) — redresoare (siliciu)

Lista materialelor electrice și a pieselor principale

(a se urmări pe schema de principiu din figura 2)

Rezistențe chimice

1.	R_1, R_{11}, R_{101}, R_{171}, R_{220}, R_{303}	10 kΩ — 0,5 W
2.	R_2, R_{103}, R_{107}	68 Ω — 0,5 W
3.	R_4, R_5	680 kΩ — 0,5 W
4.	R_6, R_{112}, R_{208}, R_{209}, R_{213}, R_{218}, R_{307}	1 kΩ — 0,5 W
5.	R_7, R_{187}, R_{219}, R_{305}, R_{368}	22 kΩ — 0,5 W
6.	R_8, R_{113}, R_{353}, R_{410}	470 kΩ — 0,5 W
7.	R_9, R_{10}, R_{13}, R_{365}, R_{406}	8,2 kΩ — 0,5 W
8.	R_{12}, R_{206}	33 kΩ — 0,5 W
9.	R_{14}, R_{15}, R_{105}	6,8 kΩ — 0,5 W
10.	R_{102}, R_{106}, R_{157}	1,2 kΩ — 0,5 W
11.	R_{104}, R_{108}	820 Ω — 0,5 W
12.	R_{109}	12 kΩ — 0,5 W
13.	R_{110}	270 Ω — 0,5 W
14.	R_{111}	2,7 MΩ — 0,5 W
15.	R_{114}, R_{116}, R_{354}, R_{402}, R_{403}	82 kΩ — 0,5 W
16.	R_{117}, R_{154}, R_{351}, R_{360}	820 kΩ — 0,5 W
17.	R_{151}, R_{404}	3,9 kΩ — 0,5 W
18.	R_{153}	10 kΩ
19.	R_{155}	47 Ω — 0,5 W
20.	R_{158}	3,9 kΩ
21.	R_{161}	3,9 kΩ — 2 W
22.	R_{162}	1,5 kΩ
23.	R_{163}	18 kΩ — 0,75 W
24.	R_{164}	1 kΩ — 1 W
25.	R_{165}	270 kΩ — 0,5 W
26.	R_{169}, R_{301}	1,2 MΩ — 0,5 W
27.	R_{170}, R_{210}, R_{310}, R_{313}	15 kΩ — 0,5 W
28.	R_{191}	100 Ω — 0,5 W
29.	R_{201}	27 kΩ — 0,5 W
30.	R_{202}	390 Ω — 0,5 W
31.	R_{203}, R_{302}	270 kΩ — 0,5 W
32.	R_{204}, R_{207}	39 kΩ — 2 W
33.	R_{205}	47 kΩ — 0,5 W
34.	R_{211}, R_{409}	27 kΩ — 0,5 W
35.	R_{214}, R_{369}, R_{401}	100 kΩ — 0,5 W
36.	R_{215}, R_{357}	560 kΩ — 0,5 W
37.	R_{216}, R_{363}	390 Ω — 1 W
38.	R_{217}	2,2 kΩ — 0,75 W
39.	R_{222}, R_{306}, R_{307}	220 kΩ — 0,5 W
40.	R_{304}, R_{356}, R_{370}	39 kΩ — 0,5 W
41.	R_{308}, R_{408}	120 kΩ — 0,5 W
42.	R_{311}	4,7 kΩ — 0,75 W
43.	R_{312}	2,2 kΩ — 0,5 W
44.	R_{314}	8,2 kΩ — 1 W
45.	R_{353}, R_{374}	2,2 MΩ — 0,5 W
46.	R_{371}, R_{371}	1,8 MΩ — 0,5 W
47.	R_{364}, R_{405}	150 kΩ — 0,5 W
48.	R_{375}	15 Ω — 0,5 W
49.	R_{407}	120 kΩ — 0,75 W
50.	R_{413}	68 kΩ — 0,5 W
51.	R_{416}	2,2 kΩ — 2 W
52.	R_{442}	560 Ω — 0,5 W
53.	R_{502}	1 kΩ — 3 W
54.	R_{508}	2,7 kΩ — 0,75 W
55.	R_{509}	1 kΩ — 2 W
56.	R_{510}	180 kΩ — 0,5 W
57.	R_{512}	680 Ω — 0,5 W
58.	R_{601}, R_{603}	470 Ω — 0,5 W
59.	R_{602}, R_{604}	330 Ω — 0,5 W

Rezistențe bobinate

60.	R_{411}	5,6 kΩ — 10 W
61.	R_{441}	0,7 Ω
62.	R_{504}	56 Ω — 10 W
63.	R_{505}	82 Ω — 15 W
64.	R_{506}	8 Ω — 23 W
65.	R_{507}	4 Ω — 7 W
66.	R_{511}	70 Ω — 10 W

Potențiometre chimice

67.	R_{115}, R_{355}, R_{358}, R_{362}	500 kΩ — liniar
68.	R_{156}	2 kΩ — liniar
69.	R_{166}	50 kΩ — liniar
70.	R_{168}, R_{352}	1 MΩ — liniar
71.	R_{212}	500 kΩ — logaritmic

Condensatoare ceramice

72.	C_1, C_2	100 pF ± 10%
73.	C_3, C_{152}, C_{153}	5 pF ± 0,5 pF
74.	C_4, C_6, C_7, C_8, C_{16}, C_{17}, C_{18}, C_{20}, C_{25}, C_{27}, C_{28}, C_{101}, C_{104}, C_{105}, C_{108}, C_{109}, C_{509}, C_{510}, C_{511}, C_{512}, C_{513}	2 000 pF
75.	C_9, C_{13}, C_{14}, C_{202}, C_{207}	10 pF ± 1 pF
76.	C_{11}, C_{27}	2 pF ± 0,5 pF
77.	C_{12}	2 pF ± 0,25 pF
78.	C_{21}, C_{22}, C_{23}, C_{24}	2 000 pF
79.	C_{102}, C_{107}, C_{204}, C_{205}, C_{206}, C_{209}, C_{407}, C_{514}, C_{515}	5 000 pF
80.	C_{141}, C_{145}, C_{210}, C_{408}	20 pF
81.	C_{142}, C_{301}	30 pF
82.	C_{156}	15 pF
83.	C_{170}, C_{208}, C_{211}, C_{403}	50 pF
84.	C_{201}	4 pF
85.	C_{302}	250 pF
86.	C_{352}	200 pF

Condensatoare cu hîrtie

87.	C_{106}	0,25 μF
88.	C_{155}, C_{218}	0,005 μF ± 10%
89.	C_{157}, C_{351}	0,01 μF
90.	C_{212}, C_{411}, C_{414}, C_{418}	0,001 μF
91.	C_{213}, C_{306}, C_{354}	0,002 μF
92.	C_{215}, C_{304}	0,02 μF
93.	C_{303}, C_{353}, C_{366}	0,05 μF
94.	C_{355}	0,1 μF — 400 V

Condensatoare cu hîrtie metalizată

95.	C_{154}, C_{364}, C_{365}	0,1 μF
96.	C_{160}	0,25 μF
97.	C_{405}	0,5 μF

Condensatoare Mylar

98.	C_{404}	0,05 μF — 400 V
99.	C_{406}	0,02 μF

Condensatoare cu polistiren

100.	C_{402}, C_{409}	400 pF ± 10%
101.	C_{410}	0,01 μF

Condensatoare cu ulei

102.	C_{216}	0,02 μF — 600 V
103.	C_{356}	0,005 μF ± 10%
104.	C_{358}	0,03 μF ± 10% — 1 000V
105.	C_{350}, C_{501}	0,01 μF ± 10% — 1 000V
106.	C_{415}, C_{416}	0,1 μF — 1 000 V
107.	C_{417}	0,006 μF — 1 000 V
108.	C_{419}	0,01 μF — 600 V
109.	C_{420}, C_{421}	0,08 μF — 600 V

Condensatoare electrolitice

110.	C_{110}	2 μF
111.	C_{158}, C_{159}, C_{305}, C_{363}, C_{413}, C_{508}	20 μF
112.	C_{214}, C_{219}	10 μF — 50 V
113.	C_{217}, C_{220}	3 μF — 350 V
114.	C_{359}	10 μF — 10% ± 450 V
115.	C_{361}	100 μF — 50 V
116.	C_{502}	200 μF — 150 V
117.	C_{503}	200 μF — 300 V

118. C_{504} — 180 μF — 270 V
119. C_{506} — 45 μF
120. C_{507} — 135 μF
121. L_1, $L_{2\times12}$ — comutator de canale: 12 canale (bobină antenă)
122. L_3, L_4, $L_{5\times12}$ — comutator de canale: 12 canale (bobină oscilator și mixer)
123. L_6 — bobină serie
124. L_7, L_8 — transformator F.I.
125. L_9 — bobină de corecție
126. L_{10}, L_{11}, L_{12} — bobină șoc de filament
127. L_{101}, L_{102}, L_{103} — transformator F.I.-1
128. L_{104}, L_{105}, L_{106} — transformator F.I.-2
129. L_{107}, L_{108}, L_{109} — transformator F.I.-3
130. L_{110}, L_{111} — transformator F.I.-4
131. L_{152} — bobină de corecție
132. L_{153} — bobină de corecție
133. L_{154} — bobină de corecție
134. L_{155} — bobină de rejecție sunet
135. L_{156} — bobină de corecție
136. L_{157} — bobină de corecție
137. L_{158} — bobină de corecție
138. L_{201} — transformator F.I. sunet 1
139. L_{202} — transformator F.I. sunet 2
140. L_{203}, L_{204}, L_{205} — transformator detector sunet
141. L_{206}, L_{207} — transformator ieșire sunet
142. L_{351}, L_{352} — transformator oscilator cadre
143. L_{353}, L_{354} — transformator ieșire cadre
144. L_{391}, L_{392} — bobină deflexie Ly 452
145. L_{401}, L_{402} — bobină oscilator linii
146. L_{403} — bobină de stabilitate pe orizontală
147. L_{404} — bobină de liniaritate pe orizontală
148. L_{405}, L_{406} — transformator ieșire linii
149. L_{407} — bobină dimensiune linii pe orizontală
150. L_{408}, L_{409} — bobină deflexie pe orizontală
151. L_{501} — șoc filtraj
152. L_{502}, L_{503}, L_{504} — șoc filtraj
153. T_1 — tub electronic 7DJ8/ /PCC88
154. T_2 — tub electronic 9A8/PCF80
155. T_3, T_4, T_7, T_8 — tub electronic 6BX6/EF80
156. T_5 — tub electronic 6EJ7/EF184
157. T_6 — tub electronic 12 BY7A/EL180
158. T_9 — tub electronic 16A8/PCL82
159. T_{10} — tub electronic 6AB8/ECL80
160. T_{11}, T_{13} — tub electronic 9A8/PCF80
161. T_{12} — tub electronic 15CW5/PL84
162. T_{14} — tub electronic 25E5/PL36
163. T_{15} — tub electronic 30AE3/PY88
164. T_{16} — tub electronic IS2/DY86
165. T_{17} — tub cinescop AW 47—91
166. D_{18}, D_{19} — diodă cu siliciu OA 210 (SD-1)
167. D_{20}, D_{21}, D_{22} — diodă cu germaniu OA70
168. D — difuzor permanent dinamic 2 W

Televizorul „Luchian" a fost fabricat în două variante: VS47—632A și VS47—632B. Varianta „A" este cea descrisă în prezentul articol. Varianta „B" prezintă următoarele deosebiri față de varianta „A":

— Frecvența intermediară de imagine este de 38 MHz în loc de 34,25 MHz.

— Frecvența intermediară de sunet este 31,5 MHz în loc de 27,75 MHz.

— Numărul de tuburi a fost redus de la 16 la 15, prin folosirea unui tub dublu, și anume s-au înlocuit tuburile PCF80 (T) și PL84 de la baleiaj și amplificator baleiaj cadre prin tubul PCL85, care îndeplinește ambele funcțiuni — de oscilator și de amplificator final cadre.

— Tubul PCF80/9A8 (baleiaj linii) a fost înlocuit cu tubul PCF80/8A8.

— Numărul de siguranțe fuzibile a fost redus, folosindu-se în locul celor patru siguranțe (0,08 A; 0,1 A; 0,5 A și 3 A) numai o singură siguranță de 3 A.

— Are înglobat în construcția aparatului un filtru de rețea.

— Are prevăzut un ecran electrostatic împotriva radiației.

Celelalte date tehnice cît și modul de prezentare sînt identice la ambele variante.

Știri din ÎNTREPRINDERI

● Uzinele Electronica din București au produs un nou receptor de televiziune, televizorul VS59—633.

Televizorul VS59 este un receptor de televiziune de tip superheterodină, de clasă medie, dotat cu 12 canale OIRT (48,5—230 MHz). Este prevăzut cu un tub cinescop cu diagonala ecranului de 59 cm, rectangular planimetric, aluminizat și cu un unghi de deflexie de 110°.

Montajul televizorului este realizat cu circuite convenționale și imprimate în proporție de 50%.

S-a adoptat o soluție modernă în amplasarea difuzoarelor și a butoanelor corespunzător comenzilor principale în partea frontală dreapta. Reproducerea sonoră de foarte bună calitate este asigurată de două difuzoare de tipuri diferite care redau un spectru larg de frecvențe.

Alimentarea se face fără transformator de rețea, redresarea făcîndu-se în montaj de dublare de tensiune cu diode de siliciu de tip SG—505. Televizorul se poate alimenta de la rețeaua de curent alternativ 50 Hz la 120 și 220 V.

Receptorul este prevăzut cu un atenuator înglobat la intrarea televizorului care permite recepția în apropierea stațiilor de emisie.

Televizorul este prevăzut atît cu intrare simetrică de 300 Ω, cît și cu intrare asimetrică de 75 Ω.

Receptorul are un aspect modern și plăcut, fiind prezentat într-o casetă de lemn furniruit cu dimensiunile 535 × × 751 × 380/475 mm.

Greutatea televizorului este de cca. 36 kg.

● Amplificatorul de audiofrecvență de 10 W, produs de Uzinele „Electronica" este destinat instalațiilor fixe de reproducere electroacustică care livrează o putere utilă de 10 W pe o sarcină de 4,16 Ω sau 90 Ω.

Amplificatorul este încasetat într-o carcasă (casetă) metalică acoperită cu vopsea, fiind echipat cu tuburi electronice din seria noval 2 × ECC 83, 2 × EL 84, EZ 81 și un tranzistor EFT 151.

Caseta amplificatorului este așezată pe patru picioruțe de cauciuc.

Amplificatorul este prevăzut cu patru circuite de intrare — microfon I, microfon II, picup, radio (oferind și posibilitatea amplificării simultane a căilor) — reglajul amplificării făcîndu-se prin același potențiometru de volum.

Ing. CONSTANTIN CRUCERU

Considerații constructive și tehnologice cu privire la torsadarea cablurilor telefonice urbane

1. INTRODUCERE

Dezvoltarea rețelei telefonice urbane din țară impune producerea unor cantități sporite de cabluri și îmbunătățirea sistematică a funcționării acestora, prin obținerea unor parametri constructivi și electrici superiori. În acest scop, pe lîngă cablurile urbane actuale, izolate cu hîrtie, de construcție în perechi dispuse în straturi concentrice, se asimilează noi tipuri de cabluri telefonice izolate cu hîrtie sau mase plastice, cu circuite în cuartă și cu caracteristici constructive și electrice îmbunătățite.

Fabricarea cablurilor telefonice urbane izolate cu hîrtie și cu construcția în cuartă permite raționalizarea proceselor tehnologice și micșorarea diametrului cablului în comparație cu cele construite în perechi pentru scopuri similare. Înlocuirea hîrtiei și plumbului cu mase plastice simplifică de asemenea construcția cablurilor telefonice urbane, le diminuează greutatea de cel puțin 1,6 ori față de tipurile comparabile, cu hîrtie, permițînd schimbări radicale în tehnologie și economii importante de investiții, prin micșorarea suprafețelor de producție, reducerea ciclului de fabricație și scăderea cheltuielilor pentru utilajul tehnologic. La toate acestea se mai adaugă și reducerea termenului de recuperare a investițiilor.

Renunțînd la utilajele tehnologice costisitoare, cum sînt: utilajele de uscare (autoclave, instalații de măsură și control), presele de plumb pentru îmbrăcarea cablurilor în cămașă de plumb, mașinile de armat cu benzi metalice, și înlocuindu-le cu extrudere pentru izolarea și îmbrăcarea în mantale de mase plastice, se simplifică radical construcția cablurilor telefonice urbane și se reduc în mod sensibil cheltuielile de fabricație, de instalare și de exploatare.

2. PARTICULARITĂȚI CONSTRUCTIVE ȘI TEHNOLOGICE ALE CABLURILOR TELEFONICE URBANE

Un rol important la asigurarea unor constante primare și secundare optime îl au, pe lîngă izolație, sistemul de torsadare al firelor de cupru izolate și gruparea acestora fie în perechi, fie în cuarte, care apoi se înfuniază concentric dînd forma cablului telefonic urban. Actualmente se produc în țară cabluri urbane pînă la 200 perechi, grupate în perechi, care se etalează apoi în straturi concentrice, fiind în curs de asimilare cabluri urbane pînă la 1 200 perechi.

De regulă la construcția cablurilor telefonice urbane în straturi concentrice (fig. 1) s-a

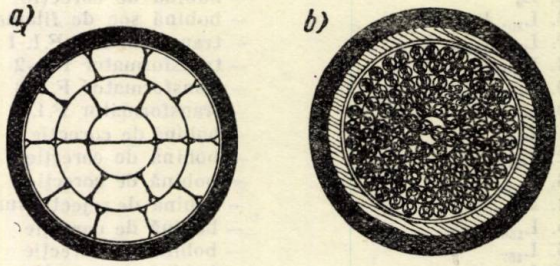


Fig. 1. *Sistem de torsadare (răsucire) a cablurilor telefonice urbane:*
a – în fascicule; *b* – în straturi.

adoptat relația de calcul care determină diametrul fasciculului central:

$$D = d\left(1 + \frac{1}{\sin\frac{180}{n}}\right) \qquad (1)$$

unde:

d este diametrul perechii (circuitului telefonic);

n — numărul de perechi care compun fasciculul central.

Un element constructiv important al cablului urban este pasul de răsucire al perechii sau cuartei. Pentru a caracteriza pasul de răsucire se folosește în proiectare raportul d, adică raportul dintre lungimea desfășurată a spirei (firului) și pasul spirei (fig. 2).

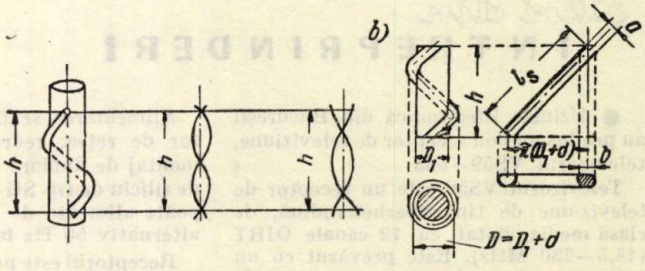


Fig. 2. *Pasul de răsucire al perechii sau cuartei:*
a – pasul de răsucire al spirei; *b* – spira de hîrtie desfășurată.

Deci:

$$\lambda = \frac{1}{\sin\alpha} = \frac{l_s}{h} = \frac{\sqrt{h^2 + \pi^2 D^2}}{h} = \sqrt{1 + \pi^2\left(\frac{D}{h}\right)^2}. \qquad (2)$$

Pentru a obține o secțiune cît mai compactă este necesar ca λ să fie minim.

În acest scop raportul $\frac{D}{h}$ trebuie să fie și el minim, cu alte cuvinte $\frac{h}{D}$ trebuie să fie maxim, adică să avem diametre cît mai mici ale straturilor concentrice în comparație cu lungimea pașilor de înfuniere.

Practica arată că, pentru a ne încadra în valorile admisibile ale capacităților electrice măsurate ale unui circuit, este necesar ca λ să aibă valori de ordinul 1,002-1,02. În acest caz, rezultatele obținute asupra unui cablu telefonic urban de tip CTU cu 100 perechi ($100 \times \times 2 \times 0{,}6$) la diferite distanțe ($a$) între axele firelor de cupru izolate ale unui circuit sînt date în figura 3.

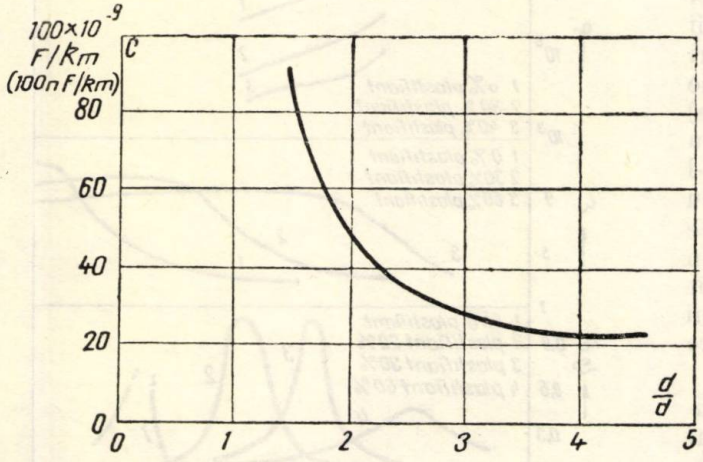


Fig. 3. *Variația capacității electrice de lucru cu distanța dintre spire.*

În diagramă, C reprezintă capacitățile electrice de lucru, iar a/d, raportul dintre distanța centrelor și diametru.

De regulă, pentru ca factorul de pierderi tg δ care se determină cu relația tg $\delta = 1/\omega\, CR_{iz}$ să fie minim este necesar ca, menținîndu-se distanța în limite admisibile ($a/d \approx 2$), capacitatea să nu depășească 30 — 32 nF/km.

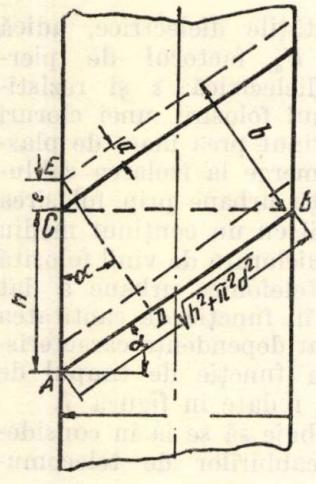


Fig. 4. *Desfășurarea unei spire de hîrtie pentru izolație.*

Izolarea cu hîrtie a firului de cupru se face cu suprapunerea benzilor de hîrtie în proporție de 25-30%, pentru a se obține o învelire uniformă și tubulară a firului de cupru (fig. 4).

Examinînd figura 4 la care s-au adoptat notațiile respective:

d — diametrul firului de cupru sau aluminiu izolat;
h — pasul de izolare al hîrtiei;
b — lățimea benzii de hîrtie;
e — lățimea suprapunerii unei benzi de hîrtie peste banda precedentă;
α — unghiul de aplicare al benzii de la înfășurător,

constatăm că triunghiurile ABC și ADE fiind asemenea putem scrie:

$$\frac{b}{h+e} = \frac{\pi d}{\sqrt{h^2+\pi^2 d^2}}$$

sau:

$$b = \frac{\pi d\,(h+e)}{\sqrt{h^2+\pi^2 d^2}}. \qquad (3)$$

Dacă exprimăm pe e în fracțiuni de pas adică $e = Kh$, lățimea benzii devine:

$$b = \frac{\pi dh\,(1+K)}{\sqrt{h^2+\pi^2 d^2}}. \qquad (4)$$

Din triunghiul ADE obținem:

$$\cos\alpha = \frac{b}{h+e},$$

sau

$$b = (h+e)\cos\alpha = h\,(1+K)\cos\alpha, \qquad (5)$$

iar din triunghiul ABC obținem:

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{h}{\pi \cdot d}$$

sau:

$$h = \pi d \operatorname{tg}\alpha. \qquad (6)$$

Înlocuind valoarea lui h din relația (6) în relația (5), obținem:

$$b = \pi \cdot d \operatorname{tg}\alpha\,(1+K)\cos\alpha = \pi d \sin\alpha\,(1+K). \qquad (7)$$

În practică pe lîngă coeficientul K, așa cum a fost exprimat mai sus, se utilizează și coeficientul $K' = \frac{a}{b}$ (fig. 4) care se exprimă în procente.

Legătura dintre coeficienții K și K' se exprimă prin relația:

$$K' = \frac{a}{b} = \frac{e\cos\alpha}{(h+e)\cos\alpha} = \frac{e}{h\,(1+K)} = \frac{Kh}{h\,(1+K)} = \frac{K}{1+K}, \qquad (8)$$

deci:

$$K = K'\,(1+K) = K' + K \cdot K',$$

de unde:

$$K = \frac{K'}{1-K'}. \qquad (9)$$

Dacă exprimăm pe K și K' în procente, atunci :

$$K = \frac{K'}{100 - K} \cdot \qquad (10)$$

În fabricația de cabluri din țară s-a adoptat $K' = 25\%$, deci :

$$K = \frac{25}{100 - 25} \cdot 100\,\% = \frac{25}{75} \cdot 100 = 33\,\% \cdot$$

S-a obținut astfel o izolație de hîrtie, liberă, cu un interstițiu de aer de maximum 0,1 — 0,2 mm, utilizînd un unghi de înfășurare a hîrtiei de 67...75°. Prin aceasta capacitățile electrice de lucru s-au încadrat în limitele admisibile.

Este necesar să se sublinieze că, la asigurarea unor capacități de lucru cît mai mici, un rol important îl are aplicarea unei tehnologii corecte a izolării sîrmei de cupru pentru cabluri telefonice la trecerea sîrmei izolate cu hîrtie prin dispozitivele de calibrare (de centrare) a sîrmei izolate. S-a constatat că la un diametru al firului de cupru de 0,5 mm, izolîndu-l cu hîrtie și trecîndu-l printr-un calibru cu diametrul de 1,3 mm, capacitățile electrice de lucru ale diferitelor circuite (pentru un cablu CTU $100 \times 2 \times 0{,}5$) sînt mai mari decît pentru același cablu, dacă diametrul calibrului de trecere la izolare este de 1,0 mm, ca urmare a micșorării diametrului exterior.

Din experiențele efectuate s-a ajuns la concluzia că diametrul firului de cupru izolat trebuie să fie de 2...2,4 ori mai mare decît diametrul firului de cupru. Cu această ocazie s-a putut stabili o serie de parametri tehnologici optimi ai izolării cu hîrtie, parametri cari stabilesc, în funcție de diametrul firului de cupru utilizat, diametrul calibrului de centrare, lățimea benzilor de hîrtie și pașii de izolare a hîrtiei (tabela 1).

Tabela 1

Diametrul firului de cupru, mm	Diametrul calibrului de centrare, mm	Lățimea benzilor de hîrtie, mm	Pașii de izolare, mm
0	1	2	3
0,4	0,95—1,05	6	14—16
0,5	1,00—1,10	6—7	14—16
0,6	1,30—1,50	7—9	16—18
0,7	1,50—1,70	8—9	16—18

Masele plastice utilizate pînă în prezent la izolarea cablurilor telefonice urbane au dat unele rezultate satisfăcătoare. Se folosesc cu succes pentru izolare, protejare mecanică, atît clorura de polivinil, cît și polietilena.

În afară de acestea se mai utilizează la fabricarea cablurilor de telecomunicații urbane și alte mase plastice ca polistirenul, politetrafluoretilena și altele a căror comportare, după caracteristicile fizico-mecanice, este redată în tabela 2.

Din această tabelă reiese că polivinilul și polietilena au o serie de proprietăți (dielectrice și chimice) care le fac proprii nu numai la izolarea, dar și la protejarea cablurilor de telecomunicații.

Rezultatele obținute la unele cabluri de telecomunicații fabricate în țară cu izolație și manta de PVC, cabluri de tipul arătat mai sus, adică de tipul CTYY, și care au fost puse în exploatare sînt indicate în figura 5. După

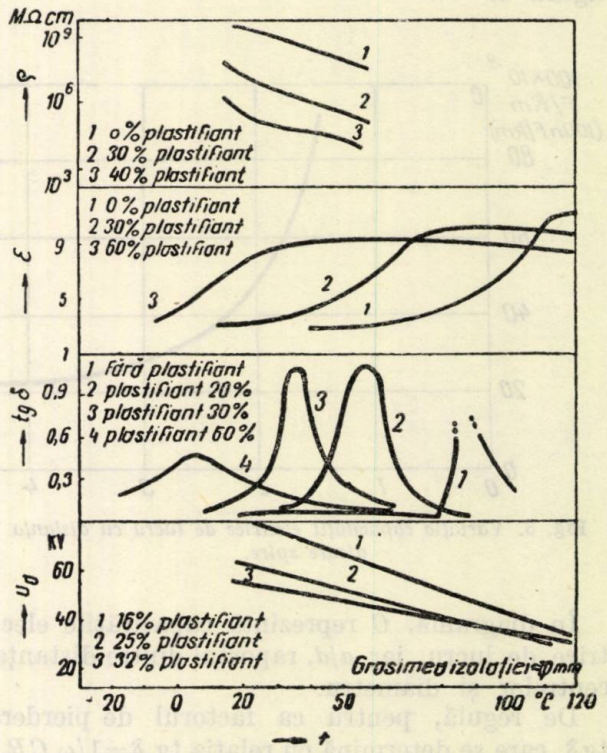


Fig. 5. *Proprietățile dielectrice ale izolației de PVC în funcție de temperatură.*

cum se vede, proprietățile dielectrice, adică rigiditatea dielectrică U_d, factorul de pierderi tgδ, constanta dielectrică ε și rezistivitatea ρ_v, scad în cazul folosirii unei cloruri de polivinil cu un conținut prea mare de plastifiant. În general se merge la izolarea cablurilor de telecomunicații urbane prin folosirea unei cloruri de polivinil cu un conținut mediu de 15% plastifianți. Policlorura de vinil folosită la izolarea cablurilor telefonice urbane a dat o variație logaritmică în funcție de cantitatea de plastifiant (fig. 6), iar dependența caracteristicilor ε, tgδ și ρ_v în funcție de timpul de menținere în apă sînt redate în figura 7.

Aceasta arată că trebuie să se ia în considerație, la proiectarea cablurilor de telecomu-

nicații urbane izolate cu PVC, și condițiile de umiditate maximă, de 60—65%, pentru a obține factori de pierdere tg δ și rezistivități electrice ρ_v acceptabile, în exploatare. De aceea, la alegerea în exploatare a cablurilor

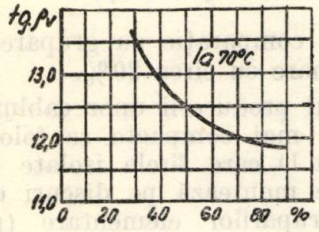


Fig. 6. *Variația logaritmică a ρ_v în funcție de cantitatea de plastifiant (dioctilstalat).*

de telecomunicații urbane este necesar să se respecte asemenea condiții.

Un aspect important căruia trebuie să i se acorde atenție la fabricarea cablurilor de telecomunicații urbane este modul de grupare a circuitelor. Circuitele telefonice pot fi dispuse fie în perechi, fie în cuarte. Majoritatea construcțiilor realizate sînt cablurile telefonice

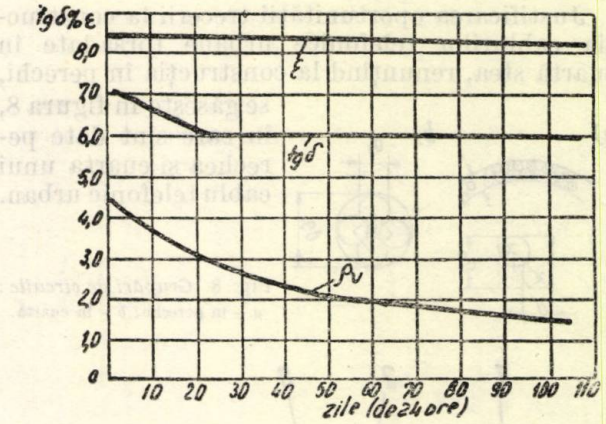


Fig. 7. *Dependența tg δ, ε și ρ_v de timpul de menținere în apă.*

urbane în perechi. Tendința este însă către trecerea de la perechi la cuarte, deoarece diametrul

Tabela 2

Caracteristicile generale ale maselor plastice utilizate la fabricarea cablurilor de telecomunicații

	Proprietate dielectrică						Proprietăți mecanice		Rezilienta la ardere	Temperatura maximă admisă în servici	Rezistența la agenți chimici		
	Rigiditate electrică	Rezistivitate transversală	Factorul de pierderi de la 50 la 10^6 Hz	Constanta dielectrică	Gradul de menținere al proprietăților dielectrice în funcție de temp.	Gradul de menținere al proprietăților dielectrice în funcție de umiditate	Rezistența la tracțiune și flexiune	Reziliență			Apă	Uleiuri minerale	Agenți oxidanți (aer, ozon, S, O)
Clorură de polivinil dur	◕	◕	◔	3...5	◕	●	◔	◑	●	75...90	◕	●	●
Clorură de polivinil plastifiat (15 ... 50% plastifiant)	◕	◑	◔	4 . 9	◑	◕	○	◕	◕	75. 90	◕	◕	◕
Polietilenă	◔	◕	◕	2,3	◕	●	○	●	◔	60...90	●	◑	◕
Polistiren	◕	●	●	2,5	◕	●	◔	◑	◔	60...90	●	◑	◑
Politetrafloretilenă (Teflon, Fluon, etc.)	◔	◕	●	2	●	●	◔	◔	●	180...225	●	●	●
Poliamide (Nylon)	◕	◑	◔	4...6	◑	◔	◔	●	◔	90...105	◑	●	◕
○ Comportare slabă	Unitățile de măsură	KV/cm	Ωcm				Kg/cm²				Absorbție%		
● Comportare excelentă	○	<25	$<10^9$	>0,3			<250				>25		
◔ Comportare mijlocie	●	>630	$>10^{16}$	<0,0001			>6300				<0,2		

total al cablului scade în medie cu 20—25%, asigurînd prin aceasta o bună compactizare a cablului, economii importante de materiale şi constante primare şi secundare optime.

Justificarea oportunităţii trecerii la construcţia cablurilor telefonice urbane torsadate în cuartă stea, renunţînd la construcţia în perechi, se găseşte în figura 8, în care sînt date perechea şi cuarta unui cablu telefonic urban.

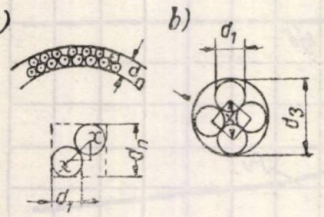


Fig. 8. *Grupări de circuite*: *a* – în pereche; *b* – în cuartă.

iar în practică adoptăm:

$$d_3 = 2{,}2\, d_1. \tag{18}$$

Prin răsucirea a două perechi (circuite) diametrul creşte la:

$$d_4 = 2{,}6\, d_1, \tag{19}$$

ceea ce în comparaţie cu gruparea în cuartă este mai mare cu circa 20%.

În scopul producerii unor cabluri telefonice urbane cît mai compacte se folosesc maşini de torsadat la care firele izolate bobinate pe tambure se montează pe discuri care asigură etalarea grupărilor elementare (perechi sau cuarte) în straturi şi în direcţii opuse (fig.9).

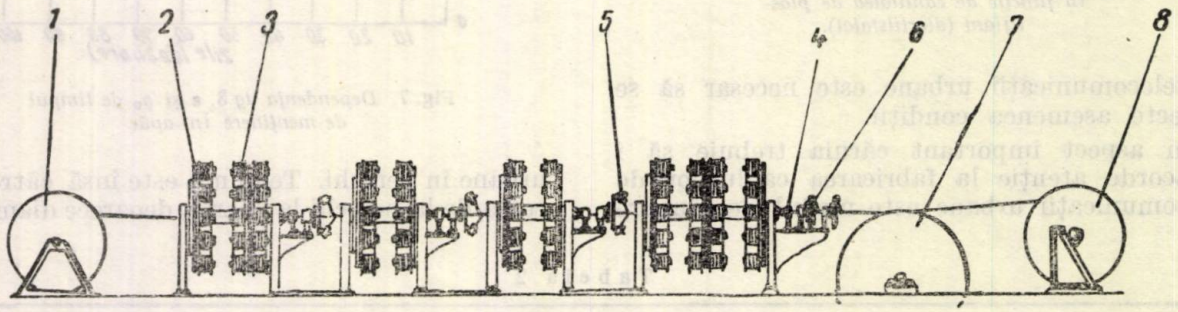


Fig. 9. *Maşină pentru torsadarea cablurilor telefonice urbane*:
1—derulor; *2*—discuri; *3*—bobine cu fir izolat; *4*—calibru; *5*—bobinor iută; *6*—bobinor hîrtie; *7*—instalaţie de tracţiune; *8*—instalaţie de înrolare.

Din figura 8 *a* reiese că dacă se notează cu x distanţa dintre axele firelor de cupru se poate scrie că:

$$d_1 = \sqrt{2}x \text{ sau că: } x = \frac{d_1}{\sqrt{2}}. \tag{11}$$

În acest caz diametrul mediu al perechii este:

$$d_p = d_1 + x = d_1\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \tag{12}$$

sau:

$$d_p = 1{,}71\, d_1$$

care în practică devine:

$$d_p = 1{,}65\, d_1. \tag{13}$$

Gruparea firelor în cuartă dă un diametru total al grupării (fig. 8 *b*):

$$d_3 = d_1 + x. \tag{14}$$

Deoarece din figura 8 *b* reiese că:

$$x^2 = 2\, d_1^2, \tag{15}$$

rezultă că:

$$x = d_1\sqrt{2}. \tag{16}$$

De aceea:

$$d_3 = d_1 + d_1\sqrt{2} = (1 + \sqrt{2})\, d_1, \tag{17}$$

sau:

$$d_3 = 2{,}41\, d_1$$

Acest procedeu tehnologic permite obţinerea unor capacităţi electrice optime ale cablului finit şi o funcţionare cît mai bună a acestuia în exploatare.

Din punct de vedere economic soluţia construcţiei cablurilor telefonice urbane în cuarte creează condiţii pentru raţionalizarea suprafeţelor de producţie şi pentru folosirea unui parc de utilaje mult mai restrîns. Se elimină complet din fabricaţie utilajul de împerecheat, utilajele de torsadat concentric, cu multe coşuri

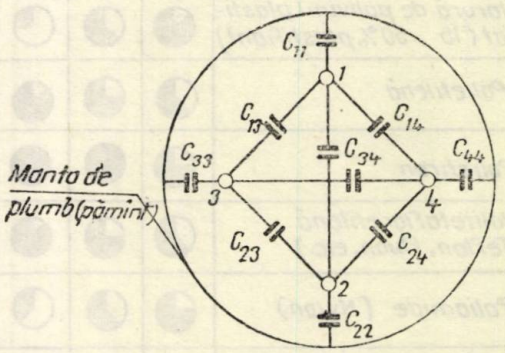


Fig. 10. *Capacităţile electrice parţiale la o cuartă simetrică.*

extrem de costisitoare. La 1 000 km pe an cablu telefonic urban în cuartă, cheltuielile de producţie şi de exploatare se reduc, în comparaţie cu cablul telefonic urban în pereche, cu cel

puțin 15—25%, ceea ce constituie un aspect important care determină adaptarea de tot mai multe administrații de telecomunicații ale cablurilor telefonice urbane în cuartă.

În vederea obținerii unor caracteristici electrice și mecanice corespunzătoare, cablurile telefonice urbane trebuie riguros controlate pe întregul circuit tehnologic, și în special în timpul izolării și torsadării. Pentru aceasta, se măsoară periodic rezistențele de izolație, capacitățile de lucru și factorii de pierderi.

Rezistența de izolație, capacitățile de lucru ale firelor izolate și capacitățile grupelor (perechi sau cuarte) (fig. 10) se pot evalua folosindu-se metoda comparării elementului de măsurat cu un etalon (rezistență sau capacitate).

Cunoașterea rezistenței și capacității permite să se determine factorul de pierderi și să se ia măsuri de corectare a tehnologiei, în cazul cînd rezultatele obținute sînt nesatisfăcătoare.

*

Considerațiile prezentate mai sus au reieșit din experiența de pînă acum a fabricației de cabluri telefonice urbane izolate cu hîrtie sau cu mase plastice. În articol se insistă asupra torsadării acestor cabluri, deoarece ea influențează construcția și tehnologia cablurilor urbane și determină în final obținerea unor constante primare și secundare optime.

BIBLIOGRAFIE

[1] SCHÜSSLER, KURT. *Kabel, Leitungen und Garnituren der Nachrichtentechnik.* În : ETZ-A ; Bd. 83, München, H. 14, 2.7.1962.

[2] KULEȘOV, V. I. *Teoria kabelei sviazi*, Sviazizdat, Moscova, 1950.

[3] KURBATOV, N. D. *Kabelnie linii sviazi*, Izdanie VKAS, Leningrad, 1948.

[4] LAKERNIK, R. H., ȘARLE, D. L. ȘVARȚMAN, V. O. *Cabluri de telecomunicații*, Sviazizdat, Moscova, 1961.

[5] **** Encyclopédie des isolants électriques. Clasification. tableaux synoptiques et feuilles signalétiques.* Association Suisse des Électriciens (ASE), Zürich, 1958.

[6] WALLDER, V. T. *Polyethylene for wire and cable.* În : Electronic Engng. t. 71, 1952, nr. 1, pag. 59—64.

Cronică

Interviziunea

Interviziunea a păşit în al patrulea an de activitate susţinută. Emisiunile Interviziunii contribuie la schimburi culturale, transmisii de informaţii tehnico-ştiinţifice etc. Programele consacrate evenimentelor internaţionale mai importante, problemele ştiinţifice, tehnice şi sportive au devenit o parte integrantă a programelor naţionale ale tuturor participanţilor la reţeaua de Interviziune. În decursul a trei ani, Interviziunea a transmis 1 445 programe cu o durată totală de 1 922 ore. Aceşti ani au marcat o consolidare a activităţii tehnice de organizare a sistemului de Interviziune.

Buna desfăşurare a activităţii Interviziunii este determinată de un regulament al său, de un Consiliu al Interviziunii care dă indicaţii privind desfăşurarea pe perioade de timp, care aprobă transmiterea programelor de televiziune între anumite ţări şi, în general, care reglementează toate problemele tehnico-organizatorice ce se ivesc.

Pentru realizarea propunerilor şi hotărîrilor Consiliului Interviziunii, s-a creat în cadrul organelor permanente ale OIRT un centru coordonator al programelor şi un centru de coordonare tehnică. Aceste două centre îşi au sediul la Praga şi funcţionează după regulamentul Interviziunii.

Primii ani au necesitat o serie de lucrări, fapt care a determinat imposibilitatea transmiterii unor programe internaţionale între toate ţările care au aderat la reţeaua de Interviziune.

Cîţiva ani după inaugurarea serviciului de televiziune în R.D. Germană, programele transmise de centrul de televiziune Berlin — Adlershof au putut fi recepţionate pînă în sudul ţării, iar la Dresda s-au recepţionat foarte bine emisiunile din Boemia de nord. Cu ocazia Jocurilor olimpice de iarnă de la Cortina d'Ampezzo din Italia în februarie 1956, Euroviziunea a transmis reportaje de la meciurile de hochei pe gheaţă, care au fost retransmise de reţeaua de televiziune din R.D. Germană. Publicul cehoslovac s-a interesat de această competiţie, iar Ministerul Telecomunicaţiilor şi Televiziunea cehă au stabilit o legătură radioelectrică între emiţătorul de televiziune din Praga şi muntele Loučná din Boemia de nord. A fost montat astfel pe acest munte un emiţător de legătură radioelectrică pe unde decimetrice de tipul RVG-904 şi semnalele emiţătorului de la Dresda au fost retransmise la Praga.

După acest prim succes, inginerii şi tehnicienii de telecomunicaţii din R.S. Cehoslovacă şi R.D. Germană au realizat montarea unui echipament de legătură de televiziune permanentă între cele două ţări. În 1957 a fost inaugurată o linie radioelectrică cu lungimea de 11 km între muntele Loučná din Boemia de nord şi Lugstein din R.D. Germană şi acest traseu a servit pentru transmisia de programe între cele două ţări pînă cînd emiţătorul de pe muntele Loučná a fost amplasat în mod definitiv pe muntele Buková.

Între 1957 şi 1958 a fost construită în R.P. Polonă o reţea de emiţătoare de televiziune şi de mari linii radioelectrice. Darea în funcţiune a unui emiţător de putere la Katowice a dus la recepţionarea semnalelor transmise la Ostrava (Moravia de nord) în R.S. Cehoslovacă.

Emiţătorul de televiziune construit în 1955 la Ostrava a fost legat printr-o linie radioelectrică cu cel de la Praga. S-a realizat astfel o legătură directă între R.P. Polonă şi R.S. Cehoslovacă, ceea ce a înlesnit mult transmisia programelor de televiziune între cele două ţări. În plus, a fost inaugurată ulterior o linie permanentă între staţia poloneză Syndzielna şi Ostrava.

În această perioadă, o legătură directă de televiziune între R.P. Polonă şi R.D. Germană nu a existat, însă totuşi schimburi de programe de televiziune între cele două ţări s-au realizat prin intermediul televiziunii cehoslovace.

A treia legătură internaţională între ţările ce au aderat la Interviziune este cea dintre R.S. Cehoslovacă şi R.P. Ungară. Pe teritoriul R.P. Ungare a fost iniţial instalat un turn de televiziune temporar şi după aceea s-a construit emiţătorul de la Győr.

Schimburile de programe de televiziune directe între R.P. Ungară pe de o parte şi R.D.G. şi R.P. Polonă, pe de altă parte, nu sînt încă posibile decît prin intermediul televiziunii cehoslovace. În aceeaşi perioadă a fost creată şi linia radioelectrică între Budapesta şi Viena, astfel că s-a putut realiza o legătură între Bratislava şi Viena.

În această etapă iniţială de dezvoltare a reţelei de Interviziune, au fost realizate foarte multe schimburi de programe interesante, ca de exemplu transmisiuni sportive, reportaje de la sărbătorirea zilei de 1 Mai, concerte, varietăţi etc.

Planificarea riguroasă a schimburilor internaţionale de programe de televiziune în cadrul Interviziunii a început în anul 1960. Iniţial, nu s-a realizat o planificare şi o coordonare a acestor schimburi de programe, dar după aceea s-a elaborat şi aprobat Regulamentul de funcţionare a Interviziunii care a determinat cu o suficientă precizie sistemul de planificare tehnică şi directivele privind transmisiunea prin Interviziune. În acel moment, participante la Interviziune erau R.P. Ungară, R.P. Polonă, R. D. Germană şi R.S. Cehoslovacă; în 1962 a fost inclusă şi U.R.S.S. iar de curînd R.P. Romînă şi R.P. Bulgaria.

Începînd din 1963, se acordă o mare importanţă schimbului de programe de televiziune între Interviziune şi Eurioviziune. O problemă care de asemenea se caută a se rezolva cît mai bine este aceea a asigurării legăturilor bilaterale.

A fost creată o legătură bilaterală permanentă între R.D. Germană şi R.S. Cehoslovacă (Buková-Lugstein) şi s-a creat posibilitatea unei linii bilaterale între R.S. Cehoslovacă şi R.P. Ungară (Bratislava-Györ). În colaborare cu ministerele de telecomunicaţii din aceste ţări s-a lărgit de asemenea posibilitatea ca televiziunea cehoslovacă să fie folosită ca tranzit pentru transmisia programelor între R.D. Germană şi R.P. Ungară.

Modul de transmitere a programelor între Interviziune şi Eurioviziune este identic cu schimburile de programe între participanţii la reţeaua de Interviziune.

Între 1963 şi 1965 se vor construi noi linii principale pe teritoriul statelor participante la Interviziune. Aceste linii vor fi echipate de aşa manieră, încît vor da posibilitatea să se realizeze legături internaţionale directe, independent de reţelele naţionale ale diferiţilor participanţi ai Interviziunii.

Programele vor fi mărite şi îmbogăţite prin aderarea televiziunii romîne şi bulgare.

În momentul actual, Centrul tehnic de coordonare a Interviziunii (C.T.C.I.) se găseşte în clădirea studioului de televiziune cehoslovac şi dispune de un echipament de dispecer folosit pentru o legătură telefonică cu patru conductoare ce asigură legătura cu centrele de televiziune ale ţărilor participante, cu Centrul internaţional de coordonare a Euroviziunii de la Bruxelles şi cu alte puncte.

A şi fost elaborat un proiect preliminar al noului centru de coordonare a Interviziunii, care îşi va avea sediul în noua clădire a televiziunii cehoslovace de la Praga. Avantajul constă în faptul că se va putea construi la Praga o staţie internaţională de televiziune la care vor adera liniile internaţionale de legături radioelectrice din R.P. Ungară, U.R.S.S., R.P. Polonă, R.D. Germană, Austria şi R.F. Germană.

NOTE TEHNICO-ECONOMICE

Televizorul portabil Cicor

Cottage este un receptor de televiziune portabil cu tranzistoare putînd funcţiona în toate sectoarele de la 110 la 245 V fără condiţii speciale. Un dispozitiv special construit alege în mod automat tensiunea corectă, ceea ce face inutilă folosirea unui divizor de sector.

Tubul cinescop are diagonala de 36 cm, unghiul de deflexie de 110° şi este prevăzut cu ecran aluminizat şi cu focalizare electrostatică.

Este echipat cu 26 tranzistoare şi opt diode semiconductoare. Are o mare sensibilitate în recepţionarea programelor transmise.

Alimentarea se face de la o baterie de 12 V, avînd un consum de curent de 1,6 A.

Antena este telescopică, avînd şi o priză pentru antenă exterioară.

Dimensiunile televizorului sînt aproximativ 430 × 300 × 350 mm, iar greutatea, circa 14 kg.

(Din *„Radio et TV"*, octombrie, 1963)

Turnul de televiziune din R.S.F. Iugoslavia

Pe culmea muntelui Avala de lîngă Belgrad, se află în construcţie, într-un stadiu avansat, turnul televiziunii iugoslave. Spre deosebire de turnurile similare din alte ţări, care au forma cilindrică, cu temelia îngropată adînc în pămînt, noul turn are o formă triunghiulară şi este îngropat doar pînă la adîncimea de 1,40 m. Temelia turnului este formată din trei piloni uriaşi de beton, care ies oblic din pămînt pînă la înălţimea de 20 m, unde se întîlnesc, contopindu-se într-un singur masiv. De la 102 m distanţă de pămînt pînă la 137 m se află instalată o construcţie din sticlă şi aluminiu care are şapte etaje, fiecare din cîte 200 m². Aici va fi instalată aparatura de televiziune, poştă, telefoane. La etajul 4 se amenajează un bar şi un restaurant cu 50 de locuri, iar la 123 m se construieşte o terasă de pe care turiştii vor admira panorama Belgradului şi a împrejurimilor de la Dunăre, la malurile rîului Sava. Construcţia de beton s-a terminat şi în curînd antena — o săgeată metalică — se va ridica pînă la 200 m înălţime. În curînd această interesantă construcţie va fi terminată.

(Din *„Borba"* noiembrie, 1963)

Microfon care elimină zgomotele

La Institutul pentru studiul oscilaţiilor „Heinrich Hertz" de pe lîngă Academia de Ştiinţe din R.D. Germană s-a construit un microfon special care elimină toate zgomotele parazite în încăperile cu zgomot permanent.

Asemenea microfoane sînt necesare în tehnica radio la emisie şi recepţie, precum şi la reportajele televizate. Aparatul este constituit din două microfoane-condensator montate în paralel şi care au o membrană comună.

Efectul de eliminare a zgomotelor este cu atît mai pronunţat cu cît distanţa de convorbire este mai mică.

Acelaşi institut a realizat o combinaţie de difuzoare cu trei emiţătoare care realizează un efect sonor pseudostereofonic.

Domeniul de audiofrecvenţă filtrat în trei benzi prin dispozitive electrice este transmis emiţătorului de sunete adînci, medii şi înalte, care produc fiecare în parte o imprimare sonoră în spaţiu.

Cea mai bună aşezare a emiţătoarelor este la o distanţă reciprocă de o treime din lăţimea spaţiului.

(Din *„Berliner Zeitung"*, 17. II. 1963)

Televiziune prin circuit telefonic

O firmă de aparate de radio din R.F. Germană a reuşit să transmită imagini de televiziune printr-un simplu circuit telefonic. Imaginea transmisă este clară. De regulă, în acest scop sînt necesare cabluri speciale foarte costisitoare. Această performanţă a putut fi realizată cu un nou tip de amplificator de linie, care la capătul liniei de transmisie înlătură toate perturbaţiile electrice ce se produc pe parcurs. Semnalul de imagine a fost stabilit, potrivit normei europene de televiziune, pe o lăţime de bandă de 5 MHz pe linie cu două sensuri.

Din punct de vedere tehnic, ar putea fi posibilă şi transmisia în cadrul reţelei telefonice publice pe distanţe limitate.

(Din *„Neues Deutschland"*, nr. 31, 1963)

Comutarea apelurilor telefonice

O societate de telefoane din S.U.A. experimentează în prezent un dispozitiv care, conectat la orice aparat telefonic, poate să comute apelul telefonic în cazul lipsei de acasă a posesorului de telefon la un alt număr telefonic dinainte format. În acest fel toate apelurile telefonice care vor sosi se trec în mod automat la numărul format la acest dispozitiv.

(Din *„Neuheiten und Erfindungen"*, nr. 331, 1963)

Microfoane ultrasensibile

O întreprindere industrială britanică a realizat un tip de microfon ultrasensibil, cu ajutorul căruia se pot înregistra convorbiri ce se duc chiar în spatele unui zid de 1,5 m grosime şi care ar fi izolat fonic.

Microfoanele sînt de mărimea unui degetar.

Înregistrările microfonului se transmit la locul necesar prin intermediul unui emiţător minuscul.

(Din *„Neuheiten und Erfindungen"*, nr. 330, 1963)

Receptor cu modulaţie de frecvenţă

„Noblesse 64" (tip 24230) este un receptor AM-FM Simplex-Körting. Acest aparat are 4 lungimi de undă : lungi, medii, scurte şi ultrascurte. Este echipat cu 6 tuburi electronice şi 2 diode cu germaniu. Are 17 circuite acordate, dintre care 7 cu modulaţie de amplitudine şi 10 cu modulaţie de frecvenţă.

Alimentarea se face de la reţeaua de c.a. 115—230 V-50 Hz, avînd un consum de 50 W, iar puterea la ieşire de 3,5 W. Are 3 difuzoare : unul oval 15 × 21 cm electrodinamic şi două circulare pentru frecvenţe înalte care sînt electrostatice. Recepţia în unde medii şi lungi se face cu o antenă rotativă de ferită. Pe panoul frontal se află claviatura cu 5 clape (pornire, lungi, medii, scurte, UKW) şi de asemenea reglajul tonalităţii. Pe panoul din spate se află prize pentru antenă, pămînt, picup stereo, magnetofon stereo şi difuzor suplimentar. Este construit pe bază de circuite imprimate, dimensiunile lui fiind 530 × 250 × 180 mm.

(Din *„Radio et TV"*, septembrie, 1963)

Industria electronică la tîrgul de la Hanovra

Ca şi în anii precedenţi, tîrgul internaţional de la Hanovra (R.F. Germană) a atras atenţia multor ţări care şi-au trimis reprezentanţi şi exponate la acest eveniment de mare importanţă.

O parte considerabilă din standuri au fost rezervate industriei electrotehnice şi de telecomunicaţii. De remarcat faptul că Franţa a ocupat primul loc, avînd 150 de standuri.

În privinţa exponatelor de telecomunicaţii s-a observat tendinţa constructorilor de a extinde modulaţia de frecvenţă şi la receptoarele-miniatură.

Prezentăm mai jos cîteva din exponatele ce interesează pe inginerii şi tehnicienii din sectorul de telecomunicaţii.

Televizorul „Transvisa" este un receptor complet tranzistorizat. Echipat cu un tub cinescop, cu diagonala de 25 cm, el comportă 1 tub electronic, 34 tranzistoare şi 19 diode. Este alimentat de la 12 V sau de la reţeaua de 110/220 V-50 Hz.

Radioreceptorul portabil „Transeuropa automatic" este un aparat cu 12 tranzistoare, 7 diode şi un redresor. Recepţionează programele de unde lungi, scurte, şi ultrascurte şi este alimentat de la 5 pile de cîte 1,5 V sau o baterie de 6 sau 12 V.

Magnetofonul Körting este dotat cu 3 viteze şi are patru piste de înregistrare. Prezintă o soluţie ingenioasă, prin faptul că cu ajutorul unui dispozitiv simplu inclus în aparat poate copia alte benzi, fără a mai fi nevoie de un al doilea magnetofon. Are un dispozitiv variabil pentru deplasarea laterală a celui de-al doilea cap de înregistrare.

Din *„Radio et TV"*, iulie-august, 1963)

Noi state care vor experimenta în mod oficial sistemul de televiziune în culori „SECAM"

Uniunea Sovietică, R.P. Polonă şi R.S. Cehoslovacă, care vor încerca în mod oficial sistemul de televiziune în culori „SECAM", se vor uni cu alte ţări europene, ca R.F. Germană, Franţa, Marea Britanie, Italia, Elveţia, care peste cîteva luni vor experimenta acest sistem.

Forurile conducătoare ale televiziunii britanice au anunţat că televiziunea în culori îşi va face debutul în Anglia în prima parte a anului 1965.

Faţă de sistemul american, specialiştii de la B.B.C. preconizează sistemul francez care, după afirmaţiile lor, oferă diferite avantaje. La sesiunea Uniunii Europene de radiotehnică ce a avut loc în iulie 1963 s-a prezentat şi un raport privind problema televiziunii în culori. De asemenea OIRT va întreprinde o activitate analogă pentru statele din estul Europei.

Primele rezultate obţinute în urma încercărilor întreprinse au confirmat avantajele fundamentale ale sistemului „SECAM" : simplitatea reglajului şi stabilitatea recepţiei, iar apoi marea calitate de a obţine înregistrări magnetice în culori cu aceleaşi mijloace normale utilizate pentru televiziunea alb-negru.

Receptorul SECAM este de o construcţie destul de simplă şi stabilă, beneficiind de o nouă linie de întîrziere experimentată de firma americană Corning Glass Works cu bune rezultate, fiind bine perfecţionat din punct de vedere tehnic şi putînd să fie procurat la un preţ de cost redus.

(Din *„L'Électricité-électronique moderne"*, iulie-august, 1963)

Receptorul de televiziune cu tranzistoare Sharp TRP 301

Acest tip de televizor produs de către firma japoneză „Hayakawa electric" este echipat cu un tub cinescop rectangular avînd diagonala de 22 cm, cu 26 tranzistoare, 14 diode semiconductoare şi două tuburi redresoare THT. Recepţionează emisiunile transmise după standardul francez de 819 linii şi cel de 625 linii. Etajul MF are 6 tranzistoare cu banda de trecere de 5 MHz comună ambelor standarde. Prezintă o mare sensibilitate pe toate canalele.

Imaginea este agreabilă, suficient de bună pentru micul ecran. Dispune de un difuzor cu diametrul de 10 cm. Alimentarea se face de la acumulatoare de 12 V care se pot încărca în permanenţă de la reţeaua de c.a. de 110 şi 220 V-50 Hz.

Are un indicator galvanometric dispus pentru controlul consumului bateriilor.

Dimensiunile sînt de 17 × 22 × 30 cm (fără baterie), iar greutatea este de circa 8,5 kg.

Recepţia se face prin intermediul a două antene telescopice, utilizînd tranzistoare Mesa.

Se poate folosi de asemenea şi o antenă exterioară, randamentul fiind acelaşi.

Receptorul este prevăzut cu un dispozitiv de control automat al frecvenţei.

Întregul cablaj este realizat cu circuite imprimate.

Toate butoanele de reglaj principal sînt dispuse în partea superioară a aparatului, reglajele auxiliare aflîndu-se pe panoul din spate.

(Din *„Radio et TV"*, mai, 1963)

Osciloscopul portabil 245 A

Acest aparat realizat de Ribet Desjardins permite, datorită performanţelor sale de măsură şi control, o mare precizie în diverse domenii. Caracteristicile sale tehnice sînt :

Amplificator vertical

— banda de trecere : 0—15 MHz (—3 dB);
— sensibilitatea : 50 mV/div. în curent continuu şi alternativ, —5 mV/div. numai în curent alternativ.

Baza de timp

— Viteza : de la 0,2 μs/div. la 2 s/div.
— Expandor (de cinci ori).
— Moduri de sincronizare : +, —, =, Auto, IF.

Amplificator orizontal
— Banda de trecere : 0—2 MHz.
— Sensibilitatea : 1,5 V/div.
Tub catodic cu mare luminozitate
Ø : 7 cm.
Acceleraţia totală : 4 kV.
Consumul este de 320 VA, dimensiunile de 210 × 540 × 295 mm, iar greutatea este de 17 kg.
Se foloseşte pentru întreţinere şi control în probleme de radar, televiziune şi la calculatoare.

(Din *„Radio et TV"*, februarie, 1963)

Aparat portabil pentru controlul mirei la televiziune

Noul aparat „Radio-Contrôle" este special echipat pentru controlul în funcţionare al bazelor de timp la televizoarele multistandard de 625 şi 819 linii (francez şi CCIR). Selectarea canalelor se face cu ajutorul unui comutator cu 12 poziţii pentru benzile I, III şi pentru banda de medie frecvenţă Frecvenţele „sunet" şi „imagine" sînt simultane, iar frecvenţa „sunet" este aranjată cu cuarţ. Aparatul are două ieşiri : una pentru înaltă frecvenţă, iar alta pentru videofrecvenţă. Aceasta din urmă poate fi pozitivă sau negativă şi ajustabilă de la 0 la 20 V cu un reglaj manual. Tensiunea de ieşire IF este variabilă cu un atenuator progresiv cu impedanţă constantă şi egală cu 75 V (atenuatorul Preh-Jahnichen).

Este echipat cu 9 tuburi electronice :
1 × EZ 80 ; 1 × ECH 81 ; 1 × ECC 81 ; 2 × ECL 80 ; 4 × 6U8. Pentru verificarea tensiunii de reţea este prevăzut cu un voltmetru de control. Acest tip de aparat prezintă avantaje pentru tehnicienii care se deplasează la domiciliu, datorită faptului că este foarte comod de transportat, avînd dimensiunile de 260 × 240 × 190 mm şi o greutate de circa 6 kg.

(Din *„Radio et TV"*, iunie, 1963)

NOTE ŞI PREZENTĂRI

MURRAY, J. S., RICHARDS, J. M. **Măsurarea distorsiunilor neliniare**, Wireless World, **6** (1963), nr. 4, aprilie, pag. 161—165, 3, fig., 3 tab., 4 ref. bibl.

Se prezintă diverse metode utilizate pentru măsurarea distorsiunilor neliniare ale amplificatoarelor şi ale sistemelor de transmisiuni.

Se expune o metodă de măsură utilizînd un zgomot alb şi se fac unele consideraţii teoretice.

Se indică în concluzie că funcţia de transfer a unui echipament este cunoscută şi independentă de frecvenţă, distorsiunea armonică a unui semnal sinusoidal şi zgomotul distorsiunii de intermodulaţie a unui semnal complex putînd să fie calculate la un nivel de ieşire dat arbitrar. În acest caz şi al celui în care funcţia de transfer este dependentă de frecvenţă, performanţele sistemului pot fi estimate cu ajutorul determinării coeficienţilor puterii de zgomot la frecvenţe audio. Rezultatele obţinute, care fac posibilă măsurarea zgomotului total, constituie un bun criteriu pentru evaluarea performanţelor unui sistem de transmisiuni.

HECKMAN, E. H. **Trei variante noi de modulatoare de impulsuri**, Electronics, **36** (1963), nr. 18, mai, pag. 62—64, 6 fig.

Pentru obţinerea unor diferite durate şi frecvenţe de repetiţie ale impulsurilor, precum şi a unor timpi scurţi de creştere, respectiv de reducere a acestora, se propun trei variante de modulatoare, care au la bază structuri cu semiconductoare de tipul *p-n-p-n*. Aceste trei variante reprezintă asocierea semiconductoarelor menţionate cu reţele de rezistenţe cu tranzistoare, sau atunci cînd este necesară funcţionarea la tensiuni mai mari, asocierea cu tuburi electronice.

Pentru fiecare din variante este explicat mecanismul de funcţionare, încercările la care au fost supuse şi rezultatele obţinute. Astfel, utilizîndu-se varianta cu tranzistoare se obţin impulsuri cu durata de 5 μs, cu frontul anterior de 20 ns, cel posterior de 40 ns, cu frecvenţele de repetiţie pînă la 100 kHz.

Se studiază influenţa variaţiilor tensiunii de lucru, a temperaturii şi a îmbătrînirii elementelor asupra funcţionării modulatoarelor.

COSTAS, J. P. **Capacitatea de transmitere a informaţiilor la canalele cu fading, în condiţii de interferenţe intense**, Proc. I.E.E., **51** (1963), nr. 3, martie, pag. 451—461, 2 fig., 4 ref. bibl.

Considerîndu-se faptul că în transmisiuni canalele de comunicaţii au caracteristici variabile în timp, într-o măsură mai mare sau mai mică, şi că în aceste condiţii semnalele recepţionate conţin o parte corespunzătoare a informaţiei transmise şi o parte datorită diferitelor variaţii în timp ale parametrilor canalelor, se propune o metodă analitică de apreciere a transmisiunilor efectuate, care să ţină seama de aceste variaţii. Se studiază, pe baza unei scheme echivalente, cazul canalului ideal fără variaţie în timp a caracteristicilor şi al receptorului ideal, comparîndu-se cu condiţiile de transmisiune dintr-un canal real în prezenţa unor puternice interferenţe. Se analizează comparativ relaţiile dintre raportul semnal/zgomot, lărgimea de bandă transmisă şi capacitatea de transmitere a informaţiilor pentru cele două tipuri de canale. De asemenea, se expune aplicabilitatea metodei de studiu prezentată la diferite tipuri de transmisiuni.

DEBART, H. **Detecţia optimă a unui mesaj codificat în mediu de zgomot alb**, Cables et Transmissions, **17** (1963), nr. 2, aprilie, pag. 98 — 105, 2 tab., 3 ref. bibl.

Se studiază detecţia mesajelor codificate pornindu-se de la date cunoscute, ca : puterea medie disponibilă la transmiterea mesajelor, care depinde de energia afectată fiecărui mesaj şi de numărul de mesaje pe secundă, puterea zgomotului pe hertz, care este o mărime echivalentă cu o energie, şi puterea de separare a detectorului, adică numărul de mesaje între care trebuie ales.

Aceste trei mărimi fiind cunoscute, se pune problema cu ce frecvenţă de recurenţă trebuie transmise mesajele pentru a se obţine o cantitate maximă de informaţii şi ce debit de informaţii se pot transmite pe canal, în ipoteza unei puteri separatoare optime.

Se ajunge la concluzia că frecvenţa optimă pentru extragerea unei cantităţi maxime de informaţii este proporţională cu puterea semnalului şi că nu totdeauna ea poate fi utilizată, deoarece canalul disponibil nu permite transmiterea unei benzi de frecvenţe atît de largi.

HILLING, A. E. şi NOWICKI, J. R. **Proiectarea unui emiţător cu puterea de 4 W funcţionînd pe frecvenţa de 8,31 MHz**, Electron. Engng. **35** (1963), nr. 423, mai, pag. 292—295, 7 fig., 3 ref. bibl.

În vederea funcţionării pe frecvenţa internaţională corespunzătoare apelurilor de ajutor în navigaţie — 8,31 MHz — se propune un radioemiţător cu o putere de ieşire de 4 W, echipat cu tranzistoare. La aceste frecvenţe ridicate, bobinele cu miezuri de ferită sînt înlocuite cu bobine cu aer ; pentru obţinerea unui randament bun, toate etajele funcţionează în clasa B. Se descrie amănunţit construcţia emiţătorului, care constă în principal într-un oscilator cu cristal de cuarţ pentru stabilizarea frecvenţei, un amplificator separator, un etaj excitator şi un etaj de putere în contratimp. Se descriu, de asemenea, circuitele de adaptare a antenei. Emiţătorul este proiectat pentru a da la ieşire un semnal

de radiofrecvenţă nemodulat. Se descriu, de asemenea, dispozitivele pentru modularea emiţătorului în cod morse. Se dau apoi indicaţii privind acordarea emiţătorului, a cărui funcţionare poate fi extinsă pentru utilizări mai variate în gama de la 2 la 10 MHz.

VOROBIEV, V. F. şi RIKKEN, A. A. **Modulator-demodulator pentru instalaţiile de înregistrare pe bandă feromagnetică a imaginilor de televiziune,** Tehnika kino i televidenia, **7** (1963), nr. 4, aprilie, pag. 11—18, 9 fig., 1 ref. bibl.

Semnalul de televiziune ocupă o gamă de 17 octave (valoarea raportului dintre frecvenţe este de circa 100 000). Pentru a se reduce raportul dintre frecvenţa maximă şi cea minimă la înregistrarea semnalelor cu ajutorul videomagnetofonului, este necesară transformarea spectrului. Acest lucru se poate realiza cu ajutorul unui sistem de modulaţie a purtătoarei. În acest caz dă foarte bune rezultate modulaţia în amplitudine, care pentru cazul înregistrării pe bandă oferă şi avantajul că la transmiterea oscilaţiilor cu modulaţie de frecvenţă nu contează distorsiunile neliniare din lanţul de transmisiune. Se analizează noul bloc de transformare a semnalului de televiziune într-un semnal cu modulaţie de frecvenţă şi invers (pentru înregistrare şi respectiv pentru reproducere).

Se arată legăturile dintre principalele elemente ale acestui bloc modulator-demodulator, care intră în componenţa aparaturii videomagnetofonului. Blocul cuprinde : un modulator de frecvenţă, un demodulator de frecvenţă şi un frecvenţmetru.

Se prezintă schema electrică şi o serie de date constructive ale acestui bloc.

WAGNER, H. **Radioreceptor superheterodină pe UUS echipat cu tranzistoare,** Radio und Fernsehen, **12** (1963), nr. 7, aprilie, pag. 199—201, 8 fig.

Aparatul destinat exclusiv pentru recepţionarea gamei de UUS de la 87—100 MHz este echipat cu nouă tranzistoare şi cu două diode cu germaniu.

În etajele de intrare şi de FI se folosesc noile tipuri de tranzistoare fabricate în R.D.G. şi anume OC 883 şi OC 882. Aparatul este prevăzut cu un bloc de radiofrecvenţă pe UUS echipat cu tranzistoarele OC 883, trei etaje de FI cu tranzistoarele OC 882, valoarea FI fiind 6,75 MHz, un detector de raport cu diodele OAA 646, după care urmează etajele de AF şi anume un preamplificator cu tranzistorul OC 817, un etaj de excitaţie cu tranzistorul OC 812 şi etajul final în contratimp, cu două tranzistoare OC 816, obişnuit, având curentul de repaus 5,5 mA şi curentul maxim absorbit circa 20 mA. Sursa de alimentare de 9 V rezultă din legarea în serie a două baterii de buzunar de 4,5 V.

Se dă schema de principiu şi explicaţii pentru construcţie şi apoi indicaţii pentru alinierea şi acordul circuitelor.

HEWITT, D. F. **Aplicaţiile feritelor în domeniul inferior al microundelor,** PIRE, Australia, **24** (1963), nr. 1, ianuarie, pag. 15—26, 21 fig., 4 tab., 23 ref. bibl.

Comportarea foarte bună a feritelor în domeniul microundelor le face adecvate pentru utilizarea la atenuatoare, defazoare, modulatoare etc.

Pornindu-se de la fenomenele de spin electronic, se studiază permeabilitatea lor ca mărime tensorială şi se analizează variaţia pierderilor în material cu frecvenţa (creşterea pierderilor spre limitele joase ale domeniului microundelor reprezintă o limitare importantă în utilizare).

Se studiază comportarea feritelor în funcţie de forma lor — bare, plăcuţe subţiri. Pentru măsurări ale permeabilităţii şi pentru determinarea proprietăţilor dielectrice, s-au folosit cîteva tipuri diferite de ferite introduse în cavităţi rezonatoare, în montaje punte. Se studiază amănunţit, pe baza datelor experimentale, posibilitatea utilizării feritelor în atenuatoare şi defazoare, precum şi mijloacele de îmbunătăţire a rezultatelor obţinute.

REUBERG, C. **Televiziunea în R. F. G.,** Télévision (Franţa), 1963, nr. 132, martie-aprilie, pag. 85 — 88, 5 fig., 2 diagr.

Se expun principalele noutăţi de la congresul anual al Societăţii tehnice de televiziune din R.F.G. Se arată studiile elaborate în legătură cu televiziunea mondială prin sateliţi. Dintre lucrările de normare tehnică se subliniază cele referitoare la protecţia radioreceptiei contra perturbaţiilor sistematice produse de radioreceptoare. Trucajul electronic necesar în studiourile de televiziune a căpătat o dezvoltare deosebită.

În tehnica emiţătoarelor se remarcă emiţătoarele de televiziune pe unde decimetrice cu clistroane de mare putere, având un nou tip de rezervare activă. Televizioarele sînt prevăzute şi pentru recepţia undelor decimetrice. Se citează numeroase inovaţii cu caracter secundar.

AGAHANIAN, T. M. şi FIŞMAN, L. L. **Studiul unui generator autoblocat echipat cu un tranzistor,** Radiotehnika, **18** (1963), nr. 4, aprilie, pag. 50—62, 7 fig., 2 tab., 8 ref. bibl.

Studiul generatoarelor autoblocate realizate cu tranzistoare se bazează pe o serie de aproximări care pot da naştere la erori destul de mari. Se propune o metodă de a analiza funcţionarea unui astfel de generator, care permite eliminarea erorilor ivite. Funcţionarea se împarte în patru etape : în cursul fiecăreia din aceste etape, tranzistorul poate fi aproximat cu un element liniar. Se studiază analitic funcţionarea în cursul celor patru etape, recomandîndu-se criterii pentru determinarea valorii optime a coeficientului de transformare.

Se analizează influenţa diferiţilor factori asupra influenţei temperaturii mediului ambiant asupra duratei impulsului. Se recomandă metode pentru determinarea valorilor medii ale parametrilor tranzistorului (capacitatea de colector, rezistenţa de intrare, constantele de timp), necesare pentru echivalarea lui cu un element liniar, în cursul diferitelor etape. Se expune o metodă pentru proiectarea completă a unui generator autoblocat.

G. G. şi S. M. **Dezvoltarea radiodifuziunii şi televiziunii în Franţa,** Radio et TV (1963), nr. 412, februarie, pag. 43-50, 4 fig., 4 tab.

Se dau principiile dezvoltării serviciilor de radiodifuziune în prezent. Radiodifuziunea pe unde kilometrice şi hectometrice va rămîne un serviciu de informaţii axat pe programe regionale. Completările reţelei II pe unde metrice şi exclusivitatea acestei benzi pentru programul III justifică echiparea tuturor receptoarelor portative cu unde metrice. Reţeaua III are 27 de staţii principale şi un cîmp-limită de 0,1 mV/m. Reţeaua IV emite programe monofonice de înaltă calitate pe unde metrice, cu aceleaşi amplasamente de staţii ; emiţătoarele sînt bune, dar liniile de program nu sînt satisfăcătoare, din care cauză s-a prevăzut constituirea unei reţele de radiorelee cu trei fascicule, şi anume : două pentru televiziune (dintre care unul biltateral) şi unul pentru muzică. Stereofonia este încă în stadiu iniţial. Se află în construcţie şi în curînd se va da în funcţiune o casă a radiofoniei.

Prima reţea de televiziune este terminată în linii generale, cu excepţia a 400 translatoare, iar cea de-a doua reţea, pe unde decimetrice, este în curs de construcţie.

Pentru televiziunea în culori se fac intense studii comparative între sistemele NTSC şi SECAM.

De asemenea, s-au luat măsuri pentru micşorarea zgomotelor produse de autovehicule şi pentru respectarea strictă a frecvenţelor alocate pentru instalaţiile industriale.

BATCHELOR, R. A. **Amplificator experimental cu diodă-tunel,** PIRE Australia, **24** (1963), nr. 3, martie, pag. 314—320, 12 fig., 12 ref. bibl.

Trecîndu-se în revistă proprietăţile caracteristice ale diodelor-tunel, se analizează comportarea lor la frecvenţe înalte. Posibilitatea de a se obţine amplificări în domeniul frecvenţelor înalte pentru polarizările regiunilor de rezistenţă negativă face utilă folosirea acestor diode-tunel în scheme de

amplificatoare, cu condiția obținerii unei funcționări stabile în această regiune.

Condiția esențială pentru stabilitate este ca rezistența sursei de stabilizare să fie mai mică decît valoarea minimă a rezistenței negative. Se analizează teoretic sursele de zgomot și comportarea amplificatorului la semnale variabile, și anume variațiile înregistrate de rezistența negativă, precum și posibilitățile de lărgire a benzii. Se prezintă schemele și platformele a două amplificatoare experimentale.

PARIKOJKA, I. A. ș.a. **Un sistem de control al izolației unui cablu de telecomunicații cu manta de material plastic**, Elektrosveazi (1963), nr. 5, mai, pag. 49—57, 6 fig.,5 ref. bibl.

Datorită dificultăților legate de crearea și menținerea unei supratensiuni în interiorul cablurilor coaxiale și simetrice de gabarit redus cu manta de material plastic, este necesară utilizarea unor sisteme de control eficace al stării izolației. Se recomandă un sistem de control pe porțiuni ale cablului, care constă într-o serie de dispozitive de semnalizare situate în punctele de amplificare intermediară sau chiar în mufele de joncțiune și un dispozitiv de recepție mic. Semnalizatoarele sînt realizate cu ajutorul unor tiratroane montate într-o schemă echilibrată. Cînd rezistența de izolație a conductorului de semnalizare scade sub o anumită limită, schema se dezechilibrează, tiratronul se aprinde și emite un impuls.

Dispozitivul de recepție — format dintr-un amplificator de impulsuri echipat cu tranzistoare, un filtru, un bloc de alimentare și un numărător — sesizează numărul porțiunii deteriorate în funcție de numărul de impulsuri primite. Se dau schemele-bloc și cele de principiu pentru cele două subansambluri.

Sistemul posedă o stabilitate foarte bună la perturbații.

SCHRÖDER, G. **Metode moderne pentru localizarea defectelor în cabluri**, O.Z.E., Austria, **16** (1963), nr. 5, mai, pag. 334—449, 11 fig.

Defectele produse în locuri cu rezistență ohmică mare și defectele intermitente implică neapărat o reducere prin ardere a rezistenței ohmice a locului de defect. Cel mai indicat pentru aceasta s-a dovedit procedeul de rezonanță în curent alternativ. Urmează localizarea preliminară a defectului, în care scop se utilizează procedeul impulsului, care în ultimul timp este aplicat în asociere cu procedeul șocului de tensiune.

Pentru localizarea precisă se utilizează, în cazul unui scurtcircuit direct între conductoare, procedeul torsadării; în cazul unui contact la manta (pămînt), se aplică metoda perturbației minime.

În ultimele două procedee se folosește un generator de ton, o bobină de exploatare cu aparat indicator și cu cască telefonică. În procedeul cu tensiune de șoc se folosește un condensator de șoc încărcat de la baterie.

BELMAS, J. **Studiul fiabilității tranzistoarelor prin analiza fizică**, L'onde Éléctrique (1963), nr. 9, septembrie, pag. 927—933.

Determinarea fiabilității unui dispozitiv electronic este posibilă, din punct de vedere economic, în condițiile normale de folosire, numai pentru fiabilități slabe; în cazul fiabilităților mari, se ajunge la o durată de încercări prohibitive, cu număr mare de piese supuse încercărilor experimentale.

Așa cum rezultă dintr-un studiu făcut de către autor, Centrul de cercetări al Companiei generale de electricitate (Franța) și-a axat aceste studii de fiabilitate pe procesele fizice de degradare a dispozitivelor electronice, fiindu-i necesar un echipament de măsurare cu potențial ridicat, deci ansambluri de măsurat automate.

Echipamentul utilizat pentru determinarea parametrilor fizici ai elementelor semiconductoare este format din aparate clasice cu care producătorii pot obține informații asupra acestor parametri și aparate specializate (simulatori de tranzistoare, care determină valorile elementelor din circuitul echivalent al unui tranzistor), cu scopul de investigare fină în structura elementelor.

Ansamblul de măsurare automat descris permite măsurarea a 16 parametri pentru fiecare element. S-au făcut cercetări pe un tranzistor, arătîndu-se media procentelor în variația parametrilor, în cursul îmbătrînirii materialului. Rezultatele cercetărilor sînt încurajatoare, subliniind importanța legitimării unei îmbătriniri accelerate.

DUNOU, P. **Garanția fiabilității dispozitivelor electronice**, L'onde Éléctrique (1963), nr. 9, septembrie, pag. 906—912.

Fiabilitatea — această probabilitate pe care o prezintă dispozitivele electronice în speță de a-și îndeplini funcțiile impuse, în condiții specifice, pe o perioadă de timp specifică — la rîndul său implică dificultăți în măsurarea ei (cu deosebire mare la redresoarele cu siliciu).

Sub acest aspect, autorul ajunge la următoarele concluzii:

1. Pentru determinarea din faza de proiectare a fiabilității, este necesară precizarea noțiunii de „defect" și a condițiilor de funcț onare a dispozitivului pe o perioadă de timp determinată în colaborare de consumator și de producător. Pe de altă parte, măsurarea fiabilității necesită un număr impresionant de dispozitive pe care să se efectueze această operație de depistare a defectelor.

2. După ce a determinat, pe baza cercetărilor anterioare, fiabilitatea produsului care urmează a fi comercializat, producătorul nu poate să aștepte întrunirea rezultatelor complete căci, din cauza progresului tehnologic care are un ritm foarte rapid, el e obligat să-l aducă cît mai curînd în comerț. De aceea este nevoie de studii de cercetare ulterioare, pentru stabilirea fiabilității în faza de exploatare industrială, exemplificîndu-se cu rezultatele obținute asupra diodelor redresoare de înaltă tensiune și blocul redresor de alimentare a unei substații de tracțiune. Această ultimă măsurare a fiabilității o completează pe prima (anterioară exploatării), cu atît mai mult cu cît ea necesită un echipament redus pentru fabricant; în schimb, această măsurare pretinde o organizare amplă de coroborare rapidă a informațiilor obținute pentru dispozitivele din exploatare.

BRUCH, W. **Sisteme de televiziune în culori. Vedere de ansamblu asupra sistemelor NTSC, SECAM și PAL**, Telefunken-Zeitung, **36** (1963), nr. 1/2, pag. 70—80, 26 fig., 17 ref. bibl.

Arătînd că nici pînă la ora actuală nu s-a ajuns la rezultate satisfăcătoare pe linia introducerii televiziunii în culori, autorul face o nouă comparație între sistemul de televiziune în culori american NTSC și cele două sisteme europene SECAM și PAL. Se insistă mai mult asupra sistemului PAL (sistemul PAL a fost elaborat chiar de autorul acestui articol).

Prima parte a articolului face o scurtă trecere în revistă a sistemului NTSC; sînt analizate pe rînd caracteristicile fundamentale ale acestui sistem, ca: compatibilitatea, constanța luminozității, limitele de bandă pentru semnalele de culoare și altele. Se atrage atenția asupra faptului că problema „corecției gama" nu este încă complet rezolvată la acest sistem. Autorul trece apoi la analiza criticilor aduse sistemului NTSC, care se referă numai la anumiți parametri, neatacînd concepția de bază. Figurile contribuie la prezentarea criticii „corecției gama" și a îmbunătățirii transmisiei de culori.

Sistemul SECAM este descris pe scurt cu o serie de detalii. Ca o variantă a sistemului SECAM, se prezintă sistemul SECAM-AM. Erorile în reproducerea fidelă a culorii ce rezultă la transmisia neliniară sînt reprezentate de asemenea în figuri, făcîndu-se totodată și o comparație cu celelalte două sisteme NTSC și PAL.

Noul sistem NTSC-PAL care compensează automat decalajul de fază, cauză a erorilor în reproducerea culorii la sistemul NTSC, este descris în detaliu.

Modulatorul are un inversor de polarități ale semnalului I de la o linie la alta. Se poate obține o compensare a erorilor de culoare și în procesul de sumare a două linii, aceasta

referitor la sistemul PAL. La joncțiunea a două linii cu ajutorul unei linii în întîrziere de fază, erorile de culoare sînt compensate. Linia întîrziată se utilizează la sistemul PAL într-o manieră nouă, folosind la separarea semnalelor-origine, la demodulație și la comanda cinescopului.

O caracteristică suplimentară a sistemului PAL constă în compensația erorilor de cuadratură, care pot da limitarea benzii, fapt ce se demonstrează printr-un calcul foarte simplu.

Sistemul PAL permite de asemenea utilizarea unui receptor simplu fără linie de întîrziere. În acest caz compensația de culoare se face în interiorul ochiului — acesta găsește prin însumarea celor două linii o nuanță de culoare medie. Componenta vizuală a erorilor de culoare este calculată pentru un decalaj de fază. Acest sistem PAL se poate combina cu un sistem SECAM.

În încheiere se descrie modul de sincronizare a comutației PAL.

Sistemul NTSC conține numeroase calități tehnice, astfel încît stă la baza tuturor sistemelor îmbunătățite. Sensibilitatea lui la decalaj de fază poate fi înlăturată prin sistemul SECAM sau noul sistem PAL. Asemănarea celor două sisteme NTSC și PAL permite trecerea simplă de la unul la altul.

Articolul se încheie cu cîteva date experimentale obținute de autor cu un sistem PAL.

THARMA, P. **Zgomotul în amplificatoare de audiofrecvență**, Wireless World **69** (1963), nr. 9, septembrie, pag. 447—462, 11 fig., 7 ref. bibl.

Articolul descrie natura surselor de zgomot și o metodă de calcul al zgomotului total al unui amplificator.

Din spectrul de zgomot al unui tub sau tranzistor, se poate deduce spectrul de zgomot al unui amplificator. Acesta poate fi comparat cu spectrele altor surse de zgomot pentru a obține efectul subiectiv al zgomotului în condiții practice de ascultare.

Măsurătorile de bandă largă ale zgomotului au o foarte mică valoare în aprecierea efectului subiectiv al zgomotului. O măsurătoare de bandă îngustă în regiunea 2—3 kHz poate fi mult mai utilă în această privință. Măsurătoarea poate în cele mai multe cazuri să stabilească dacă zgomotul are vreo semnificație subiectivă.

În articol sînt studiate în amănunt cauzele și caracteristicile următoarelor tipuri de zgomote:

— zgomotul termic, direct proporțional cu temperatura absolută, care apare în sistemele electrice, electroacustice și electromecanice pasive;

— zgomotul specific al rezistențelor, avînd un spectru ce scade spre frecvențe înalte, datorit naturii granulare a compoziției lor;

— zgomotul în tuburi electronice; pentru calculul raportului semnal/zgomot al unui amplificator se dau curbele de variație ale tensiunii de zgomot cu frecvența, pentru un tub uzual;

— zgomotul în tranzistoare; se face o analiză amănunțită a celor trei tipuri de zgomote ce apar în tranzistoare și se prezintă curbele de variație ale curentului de zgomot și tensiunii de zgomot cu frecvența, în gama de audiofrecvență pentru un tranzistor uzual.

În continuare se prezintă trei metode cunoscute pentru măsurarea zgomotului.

Se dau apoi considerații detaliate asupra preamplificatoarelor pentru capete de magnetofon și se indică metode de alegere a preamplificatoarelor pentru o compensare optimă a zgomotului capetelor.

În final, se prezintă efectele subiective ale zgomotului, enumerîndu-se patru aspecte importante ale acestor efecte.

COX, M. **Receptor SECAM**, Wireless World, **69** (1963), nr. 9, septembrie, pag. 432—436, 9 fig., 7 ref. bibl.

Premisa de bază a sistemului secvențial cu memorie este aceea de a se transmite numai o parte din informația de culoare la un moment dat; informația de culoare se transmite complet în cursul a două linii consecutive. Avantajul principal ce rezultă din aceasta constă în posibilitatea transmiterii acestei informații în mod mult mai simplu, folosind o modulație mică a subpurtătoarei. Acest lucru elimină influența erorilor de fază asupra culorii transmise. La recepție, compunerea informațiilor asupra culorii transmise pe cele două linii se realizează cu ajutorul unei linii de întîrziere și al unui comutator electronic la frecvența liniilor. Sistemul original folosea modulația în amplitudine a subpurtătoarei, dar necesitatea unei amplitudini mari a acesteia pentru a se putea reda vîrfurile negative ale semnalelor corespunzătoare informației de culoare făcea nesigură compatibilitatea sistemului. Versiunea actuală folosește modulația de frecvență a subpurtătoarei care nu afectează de loc compatibilitatea sistemului, prezentînd în același timp avantajele cunoscute în sensibilitate la distorsiunile de fază și frecvență.

În articolul de față, autorul face o prezentare detaliată a modului de transmitere a imaginilor colorate cu ajutorul sistemului SECAM. Inițial, sînt prezentate considerații asupra principiilor ce stau la baza codificării informației și se descrie schema-bloc a unității de codificare SECAM; sînt menționate de asemenea precauțiile ce trebuie luate pentru asigurarea unei bune compatibilități a sistemului. În continuare se prezintă schema-bloc a unității de decodificare SECAM (excluzîndu-se partea de vedere a informației de luminanță).

Sînt descrise în continuare schemele de principiu ale unor subansambluri de primă importanță dintr-un receptor SECAM, limitatorul și discriminatorul de fază, comutatorul electronic la frecvența liniilor pentru selectarea și combinarea informațiilor asupra celor două culori și triggerul Smith ce comandă comutatorul. Schemele sînt tranzistorizate și alimentate la baterie.

Este prezentată de asemenea schema de principiu a unui filtru trece-bandă la frecvența subpurtătoarei. Se dau performanțe ale schemelor de mai sus. Sînt prezentate aspectele exterioare ale unor decodificări de construcție recentă.

MELNIKOV, V. S. **Aprecierea stabilității la perturbații a unui receptor telegrafic în cazul integrării semnalului după detector**, Elektrosveazi (1963), nr. 5, mai, pag. 3—8, 1 fig., 5 ref. bibl.

Recepția semnalelor telegrafice izolate în prezența zgomotelor de fluctuație asigură o stabilitate maximă la perturbații în cazul integrării semnalului înainte de detector. Deoarece în practică au început totuși să se utilizeze din ce în ce mai des sistemele cu integrarea semnalului după detector, se propune o metodă analitică pentru studiul stabilității la perturbații în acest caz. Studiul se realizează pentru cazul particular al unui detector cu caracteristică pătratică și al unor perturbații de forma unui anumit spectru discret de frecvențe. În aceste condiții se studiază analitic condițiile și probabilitatea unor recepții eronate. Se recomandă regimurile de funcționare în care stabilitatea la perturbații a acestui sistem permite obținerea unor rezultate satisfăcătoare.

BRUENE, W. ș.a. **Receptoare superioare de tip superheterodină pentru recepția semnalelor cu o singură bandă laterală**, Electronics, **36** (1963), nr. 19, mai, pag. 39—45, 7 fig., 2 tab., 2 ref. bibl.

Comparîndu-se receptoarele de tip superheterodină obișnuite pentru recepția undelor purtătoare modulate în amplitudine cu receptoarele-superheterodină pentru recepția semnalelor cu o singură bandă laterală, se analizează caracteristicile constructive și funcționale ale acestora din urmă. Definindu-se factorul de zgomot al receptorului, se studiază sensibilitatea sa; de asemenea, se analizează fenomenele de scădere a amplificării receptorului și de intermodulare care se produc în prezența unui semnal puternic învecinat cu semnalul util. Se dau criterii de proiectare a etajelor de amplificare de radiofrecvență, a etajelor de amestec și a amplificatoarelor de frecvențe intermediare, precum și a liniei de reglare automată a amplificării. Se indică două căi de reducere a zgomotului: prin întreruperea semnalului util și a impulsului de zgomot pe durata acestui impuls, precum și prin limitări.

SOMMAIRE

Grigore, M. **1964, l'avant – dernière année du plan de six ans**
Telecomunicaţii, Bucarest, 8 (1964) no. 1, pag. 1–4

CD. 621.376
Cartianu, Gh. **Les conditions générales pour l'apparition des oscillations modulées en fréquence dans un réseau actif.**
On déduit l'expression générale de la variation de l'amplitude et de la fréquence instantanées des oscillations engendrées dans un réseau actif, en fonction des paramètres du réseau qui varient avec le signal modulateur.
On démontre que tout modulateur de phase inséré dans un circuit de réaction transforme la modulation de phase dans une modulation de fréquence.
Telecomunicaţii, Bucarest, 8 (1964) no. 1, pag. 5–10

CD. 621.396
Ioniţă, B. **Les travaux de la Conférence Administrative Extraordinaire des Radiocommunications Spatiales**
On présente les résultats de la conférence, en indiquant les perspectives de l'utilisation des engins spatiaux pour les radiocommunications.
Telecomunicaţii, Bucarest, 8 (1964) no. 1, pag. 10–15

CD. 621.372
Postelnicu, P. **L'interprétation de l'affaiblissement d'équilibrage du système différentiel d'un circuit téléphonique comme un affaiblissement de l'écho.**
On propose d'utiliser la notion de réflexion afin d'établir la formule de l'affaiblissement d'équilibrage du système différentiel. On déduit une formule générale de cet affaiblissement, dans le sens d'un affaiblissement composite, ce qui permet de calculer plus précisement les quadripôles en pont et de formuler une explication physique utile à l'étude de la stabilité des répéteurs vocaux.
Telecomunicaţii, Bucarest, 8 (1964) no. 1 pag. 15–20

CD. 621.396.9
Roth, I. **Télécommunications à l'aide des satellites artificiels de la Terre.**
Dans cet article sont traités les problèmes généraux des communications à l'aide des satellites artificiels de la Terre. On présente quelques types de satellites, notamment les installations utilisées pour les transmissions par „Telstar".
Telecomunicaţii, Bucarest, 8 (1964) no. 1 pag. 21–33

CD. 621.396.62
Mihăilescu, E. **Le téléviseur VS47–632A „Luchian".**
On présente le schéma de principe et les détails de fonctionnement du téléviseur „Luchian".
On expose les particularités constructives et on rattache une liste des matériaux électriques et des principales pièces composantes du téléviseur.
Telecomunicaţii, Bucarest, 8 (1964) no. 1 pag. 33–37

CD 621.395.7
Cruceru, C. : **Considérations constructives et technologiques sur la torsade des cables téléphoniques urbains,**
On rapporte des données de construction relatives aux câbles urbains à quartes, ainsi qu'une série de formules bien connues de la théorie des lignes.
Telecomunicaţii, Bucarest, 8 (1964) no. 1, pag. 38–43

CONTENTS

Grigore, M. **1964, the penultimate year of the six-year plan**
Telecomunicaţii, Bucharest, 8 (1964) nr. 1 p. 1–4

DC. 621.376
Cartianu, Gh. **General conditions for generating F.M. oscillations in an active network**
General expressions for the variation of the instantaneous amplitude and frequency of an oscillating active network are deduced as a function of the network parameters, whose vary with the modulating signal.
Any phase modulator, introduced in a feedback circuit transforms the phase modulation into frequency modulation.
Telecomunicaţii, Bucharest, 8 (1964) nr. 1, p. 5–10

DC. 621.396
Ioniţă, B. **The works of the Extraordinary Administrative Conference for Space Communications.**
Perspectives of the utilisation of the space communications are pointed out and the results of the conference are presented.
Telecomunicaţii, Bucharest, 8 (1964) nr. 1, p. 10–15

DC. 621.372
Postelnicu, P. **An interpretation of the differential system balance return loss as an echo attenuation.**
In this paper the notion of reflection in used to deduct the balance return loss formula for a differential system. A general form of this formula is established, where the loss appears as a composite attenuation ; it allows more precise calculations of the bridge-fourpoles and furnishes a physical explanation, which is useful in the study of the voice-frequency repeater stability.
Telecomunicaţii, Bucharest, 8 (1964) nr. 1, p. 15–20

DC. 621.396.9
Roth, I. **Telecommunications by means of artificial earth satellites.**
The paper deals with the general problems related to the communication earth satellites and describes several types of satellites. The equipment used in the communications via the „Telstar" satellite is presented.
Telecomunicaţii, Bucharest, 8 (1964) nr. 1 p. 21–33

DC. 621.396.62
Mihăilescu, E. **The television receiver VS47–632A „Luchian"**
The principial schema and some operation details of the television receiver „Luchian" are presented. Construction peculiarities are given, and a list of electrical materials and constitutive parts is also comprised.
Telecomunicaţii, Bucharest, 8 (1964) nr. 1, p. 33–37

DC 621.395.7
Cruceru, C. : **Constructive and technological consideration about the twisting of the local telephone cables.**
There are some construction data about quart-twisted local telephone cables, together with a series of known formulae from the theory of communication lines.
Telecomunicaţii, Bucharest, 8 (1964) nr. 1, p. 38–43

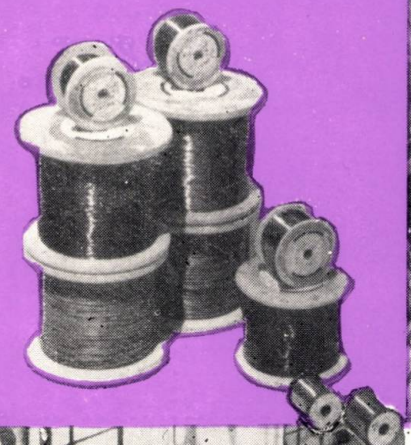
DOCUMENTARE

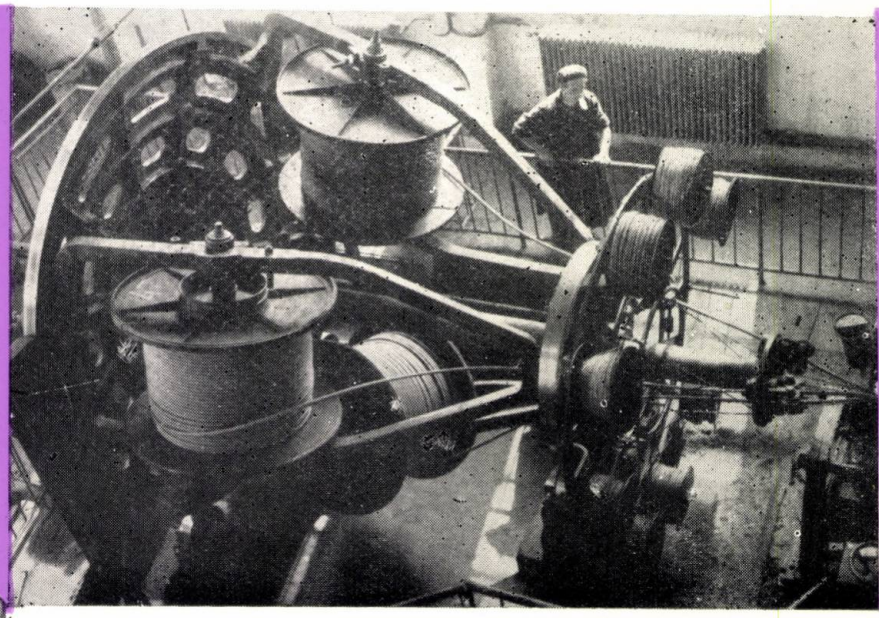
FABRICA DE CABLURI ȘI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

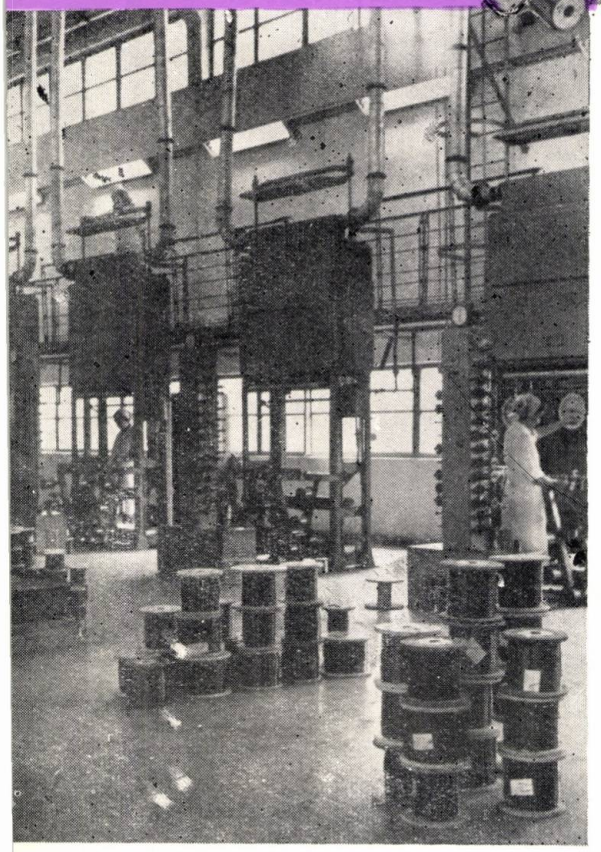
Sos. Gării Cățelu nr. 4 • BUCUREȘTI

Produce:

- CABLURI DE FORȚĂ CU IZOLAȚIE DE HÎRTIE ÎN MANTA DE PLUMB
- CABLURI DE FORȚĂ CU IZOLAȚIE ȘI MANTA DE P V C
- CABLURI DE TELECOMUNICAȚII
- CONDUCTE PENTRU INSTALAȚII FIXE, INSTALAȚII MOBILE ȘI PENTRU AUTOVEHICULE



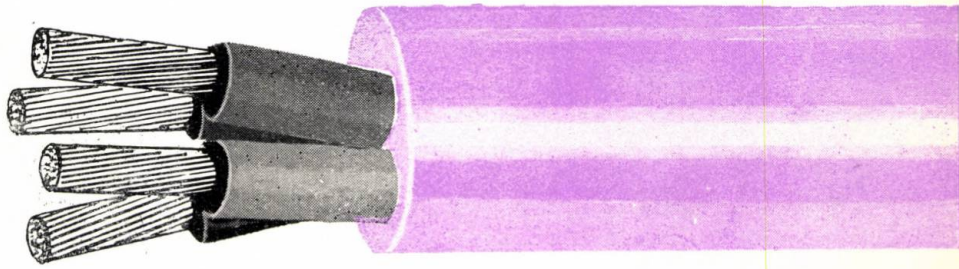




- CONDUCTORI DE BOBINAJ CU IZOLAȚII DE HÎRTIE, BUMBAC, EMAIL, FIRE DE STICLĂ etc.
- MATERIALE ELECTROIZOLANTE : PERTINAX, TEXTOLIT, MICABANDĂ, LACURI etc.

Firmele exportatoare ale produselor F. C. M. E.

METALIMPORT și TEHNOIMPORT — BUCUREȘTI



SELECT 2

RADIORECEPTOR cu:

- 3 + 2 tuburi electronice
- 3 game de unde: UL, UM, US
- indicator optic de acord
- difuzor circular de 2,5 VA
- tensiuni de alimentare: 110 V, 120V şi 220 V
- dimensiuni: 516 × 285 × 310 mm
- greutate: 12 kg.

PRODUS DE UZINELE

Electronica

44 201

Lei 5

E1741

telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII · TELEFONIE ·

TELEGRAFIE · TELEVIZIUNE · ELECTROACUSTICĂ

1964

2

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 8 ★ Nr. 2 ★ p. 49 — 96 ★ București ★ martie — aprilie 1964

DELTA

RADIORECEPTOR cu:

7 tranzistoare și două diode ■ schimbător de lungimi de undă sistem claviatură ■ 3 game de lungimi de undă (UL, UM, US) ■ difuzor eliptic de 1 VA

- Radioreceptorul este prezentat într-o casetă de polistiren, colorată, dimensiuni aproximative: 358 x 200 x 170 mm
- Alimentarea se face cu 6 baterii electrice de 1,5 V fiecare
- Greutate: 3,5 kg

PRODUS DE UZINELE

Electronica

E1741

KRET — 88 ZD

PERFORATOR PENTRU PRACTICAREA CANALELOR SUBTERANE

Agregatul KRET perforează în sol canale drepte orizontale, înclinate sau verticale cu diametrul de 88 mm sau 155 mm, în care se introduc apoi conducte de alimentare cu apă, conducte de evacuare a apei, conducte de gaz, cabluri telefonice, cabluri pentru instalațiile de forță și toate celelalte feluri de cabluri și conducte.

Agregatul este potrivit atît pentru soluri nisipoase, argiloase și prundișuri cît și pentru alte cîteva feluri de pămînturi. Agregatul KRET perforează solul pe sub îmbrăcămintea rutieră, terasamente de șosele, de autostrăzi, de căi ferate, terenuri pentru aeroporturi, piste de rulare etc.

El lucrează repede și eficient (de exemplu, viteza sa de pătrundere în sol argilos este de cca. 42 m/h) și are față de toate celelalte agregate de prelucrare a pămîntului, avantajul considerabil că suprafața solului nu are nimic de suferit în cursul întregului proces de perforare, astfel încît traficul rutier, feroviar și în general de suprafață nu este influențat.

Agregatul KRET este exportat în unele țări europene și de peste ocean.

Întreprinderea pentru comerț exterior „METALEXPORT"
VARȘOVIA, MOKOTOWSKA, 49

METALEXPORT
WARSZAWA

FABRICA DE CABLURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

București • șos. Gării Cățelu nr. 4

Produce

- CABLURI DE FORȚĂ CU IZOLAȚIE DE HÎRTIE ÎN MANTA DE PLUMB
- CABLURI DE FORȚĂ CU IZOLAȚIE ȘI MANTA DE P.V.C.
- CABLURI DE TELECOMUNICAȚII
- CONDUCTE PENTRU INSTALAȚII FIXE, INSTALAȚII MOBILE ȘI PENTRU AUTOVEHICULE
- CONDUCTOARE PENTRU BOBINAJ CU IZOLAȚIE DE HÎRTIE, BUMBAC, EMAIL, FIRE DE STICLĂ etc.
- MATERIALE ELECTROIZOLANTE: PERTINAX, TEXTOLIT, MICABANDĂ, LACURI etc.

Firmele exportatoare ale produselor F.C.M.E.

METALIMPORT și TEHNOIMPORT — BUCUREȘTI

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

telecomunicaţii

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 8 Nr. 2 martie—aprilie

CUPRINS

Boerescu, C.: **Cu privire la terminologie în telecomunicaţii**

Se relevă cîţiva termeni relativ noi în telecomunicaţii şi a căror utilizare nu este întotdeauna cea mai indicată. Totodată, se propune deschiderea unor discuţii pentru constituirea unui vocabular tehnic în telecomunicaţii.

Telecomunicaţii, Bucureşti, **8** (1964), nr. 2, p. 49—50

Stanomir, D.: **Asupra proiectării difuzoarelor electrodinamice cu radiaţie directă**

În articol se expun cîteva metode de proiectare a difuzoarelor electrodinamice cu radiaţie directă. Se analizează comportarea la frecvenţe joase şi se deduce condiţia de maximum plat al caracteristicii de frecvenţă în domeniul frecvenţelor joase, precum şi condiţia de răspuns tranzitoriu aperiodic critic.

Telecomunicaţii, Bucureşti, **8** (1964), nr. 2, p. 50—54

Ionescu, N.: **Cu privire la cablurile telefonice şi de radioficare cu izolaţie şi manta de material plastic**

Se dau unele informaţii şi observaţii critice privitoare la folosirea materialelor plastice în construcţia cablurilor telefonice utilizate şi fabricate în R.P.R.

Telecomunicaţii, Bucureşti, **8** (1964), nr. 2, p. 54—59

Rodeanu, E.: **Asupra circuitelor de coincidenţă rapide, care utilizează diode-tunel**

Se expun cîteva consideraţii referitoare la circuitele de coincidenţă rapide cu diode-tunel.

Se studiază experimental acest circuit în comparaţie cu un circuit mai bine cunoscut.

Telecomunicaţii, Bucureşti, **8** (1964), nr. 2, p. 59—61

Piringer, R.: **Determinarea numărului optim de etaje la un amplificator de videofrecvenţă cu cuplaj RC**

Se prezintă metode de proiectare pentru determinarea numărului de etaje identice cînd se dau amplificarea şi banda, cînd se dă banda şi se urmăreşte amplificarea maximă şi cînd se dă amplificarea şi se urmăreşte banda maximă.

Telecomunicaţii, Bucureşti, **8** (1964), nr. 2, p. 62—68

Mircea Rodica: **Tehnologia de fabricaţie a antenelor de ferită**

Se descriu caracteristicile barelor de ferită pentru antene, realizate în ţara noastră.

Se dau metodele de preparare a feritelor şi apoi performanţele obţinute comparativ cu cele ale feritelor importate.

Telecomunicaţii, Bucureşti, **8** (1964), nr. 2, p 69—72

Sipoş, P.: **Aspecte ale siguranţei de funcţionare a aparaturii radioelectronice**

Se prezintă noţiunile generale şi de bază în calculul siguranţei de funcţionare a aparaturii radioelectronice.

Telecomunicaţii, Bucureşti, **8** (1964), nr. 2, p. 73—78

Tănase, R.: **Aparatul telefonic public TM2 şi perfecţionările ce i-au fost aduse**

Telecomunicaţii, Bucureşti, **8** (1964), nr. 2, p. 79—82

NOTE

Vlădescu, E.: **Notă referitoare la precizarea noţiunii de frecvenţă instantanee**

Telecomunicaţii, Bucureşti **8** (1964), nr. 2, p. 82—83

Comitetul de redacţie

ing. I. ANDREESCU, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAIEŞ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în ştiinţe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor. ing. B. IONIŢĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECŞULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU. ing. I. UIDILĂ.

Revista „TELECOMUNICAŢII", organ al Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R. P. R. — Redacţia şi Administraţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Calea Griviţei nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B. R. P. R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. — Preţul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică Informaţia — Bucureşti c. 570

telecomunicații

Anul VIII * nr. 2 * martie — aprilie 1964

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Ing. CEZAR BOERESCU

Cu privire la terminologie în telecomunicații

Cînd asimilăm o tehnică nouă, trebuie să ne-o însușim împreună cu terminologia ei. În limba noastră este mai greu de a forma unele cuvinte compuse, cum se întîmplă cu limbile germanice, slave și limbile aglutinante asiatice; în schimb, sînt mult mai bogate în forme flexionare. De aceea în limba romînă ar fi bine să adoptăm neologismele o dată cu noțiunile noi, iar modelul poate să-l constituie limbile neolatine (franceză, italiană) în care acele cuvinte există.

De altfel întotdeauna, pentru a ne ușura înțelegerea celor citite, este bine să ne familiarizăm cu termenii care au cea mai mare circulație; pînă și mitropolitul Simion Ștefan, traducătorul de acum trei veacuri și mai bine, era conștient de acest adevăr.

De aceea, socotesc că nu are nici un rost să ne ferim de termenii luminanță și crominanță, că trebuie să primim termenii maser, iraser, laser, așa cum îi scrie și îi folosește toată lumea, în fine că ar fi ridicul ca, dorind să scăpăm de o perifrază obositoare și săracă în sens, să spunem, în loc de ,,siguranță în funcționare'', bizuibilitate, bazabilitate, încredibilitate sau ceva asemănător; n-avem decît să luăm termenul ,,reliabilitate'' așa cum este cunoscut mai mult în lumea tehnică.

Există însă și situații contrare. Dacă un cuvînt a pătruns în limba vorbită, nu mai poate fi dat afară pe motiv că alegerea lui n-a fost inspirată. Astfel ,,radioficare'' este un cuvînt cum nu se poate mai nereușit, căci ,,radio'' nu poate să însemneze ,,program sonor'', iar ,,ficare'' nu sugerează nicidecum ideea de distribuție. Mai corect ar fi ,,fonodistribuție'', dar e prea tîrziu acum, nu se mai poate face nici o schimbare.

Tot așa se întîmplă cu ,,videoficarea''. Distribuția programului de televiziune prin circuite electrice a început să se numească la noi videoficare (din fericire ,,teleficare'' n-a avut circulație și a pierit) prin simetrie cu radioficarea. Deși termenul nu este corect, va trebui să ne împăcăm cu el.

Mai complicată este situația ,,translatorului''. Un echipament care recepționează un mesaj difuzat ca să-l difuzeze mai departe fără a-i schimba natura se cheamă reemițător. În limba franceză se spune reémetteur. Din limba rusă, o dată cu noțiunea, am primit și termenul: retranslator. Prefixul re- a trebuit să fie amputat, deoarece falsifica înțelesul (retranslator ar însemna translator care recepționează un alt translator, nu o stație de emisiune oarecare). Azi cuvîntul translator este prea înrădăcinat și nu este cazul să-l înlocuim.

O precizare ar fi foarte binevenită acolo unde se folosesc mai mulți termeni, în fond nesinonimi, pentru a desemna mai multe noțiuni. Ce înseamnă stație de emisiune și ce înseamnă emițător? Termenii aceștia nu pot fi confundați între ei; stație de emisiune însemnează ansamblul mijloacelor tehnice și auxiliare aflate într-un anumit amplasament și destinate emisiunii; pe cînd emițătorul este un echipament care debitează putere de radio frecvență pe o antenă, stația de emisiune poate cuprinde mai multe emițătoare, antene, uzină electrică, clădiri etc. Dar în cazul televiziunii? În mod corect n-am avea dreptul să spunem ,,emițător de televiziune'', pentru că o emisiune de televiziune presupune existența a două emițătoare: pentru imagine și pentru sunet. Pentru a nu denumi stație de emisiune complexul de echipamente, care prin el singur nu constituie totuși o stație, vom folosi convențional termenul ,,emițător de televiziune'' pentru a desemna la un loc un emițător de imagine și unul de sunet.

Mai de mult, diferite instituții foloseau termeni diferiți pentru aceeași noțiune; tehnicienii proveniți de la Radiodifuziune foloseau cuvîntul aparataj acolo unde ,,telefoniștii'' spuneau echipament, rack în loc de ramă, pană în loc de deranjament. Termenul folosit de cei mai mulți — și aceștia au fost ,,telefoniști'' — a eliminat pe celălalt. ,,Echipament'' corespunde termenului englez equipment, pe cînd aparataj se folosește în alte limbi (appareillage) pentru un grup de aparate mai mici. Echipament nu este același lucru cu instalație; un echipament este unitar, pe cînd o instalație presupune un montaj din părți componente distribuite în spațiu. Termenul ramă nu mai dă loc la nici un fel de discuții, deși este destul de vag. În privința cuvintelor pană, deranjament, defecțiune, avarie, unele discriminări sînt necesare. Nu se poate vorbi de un deranjament al unui tub electronic sau al unui condensator, ci de o defecțiune a lor; termenul deranjament este restrîns ca utilizare la echipamentele de centrală telefonică și tinde să fie eliminat. ,,Pană'' se poate folosi numai pentru întreruperea unei surse de energie : pană de rețea, sau a altui element cu debit permanent; pană de ventilație. Așadar, termenul general cel mai potrivit este ,,defecțiune''. ,,Avarie'' este o defecțiune gravă, care scoate din uz un echipament pentru un timp mai îndelungat în vederea reparării.

Vorbind despre ,,radiorelee'', inginerii noștri au dificultăți în a denumi prin cuvinte separate întreaga linie de radioreleu, porțiunea dintre două stații principale și porțiunea dintre două stații succesive. ,,Linie de radioreleu'' este un termen corect și expresiv; nu poate fi folosit în locul lui termenul ,,traseu'', pentru că ,,traseu'' înseamnă numai ,,drumul pe unde merge'' radioreleul, nu și echipamentul lui; ,,lanț de radioreleu'' este de asemenea nepotrivit. Între două stații principale este o secțiune de radioreleu; între două stații intermediare succesive este un tronson. Cît ar fi de străin acest din urmă termen, tot este preferabil să-l adoptăm, decît să improvizăm unul. Echipamentul care asigură o legătură folosind în fiecare punct o frecvență nominală de emisiune și, respectiv, un emițător, constituie un fascicul; există fascicule unilaterale și bilaterale. Mai multe fascicule de echipament de același fel, lucrînd pe antene comune, constituie un sistem; astfel sistemul ,,Vesna'' din țara noastră are două fascicule bilaterale în lucru și unul de rezervă.

În traduceri apar mai ales dificultăți de acest fel, cînd limba din care se traduce are termeni tehnici mai numeroși. Am constatat recent că pentru porțiunea dintr-un echipament care cuprinde etajele de radiofrecvență, cea care cuprinde etajele de frecvență intermediară etc., adică în general pentru o succesiune de etaje cu o funcțiune comună, nu există un termen în limba romînă. S-a folosit cuvîntul lanț (germ. Kette) și se pare că ar trebui să ne decidem la el : lanț de radiofrecvență, de frecvență intermediară, lanț de recepție, lanț de etaje de putere etc. Termenul ,,ramură'', folosit de unii traducători, este, evident, nepotrivit.

★

Părerile expuse mai sus sînt destinate mai ales deschiderii unor discuții între cititori și redacția revistei, considerînd că rezultatele acestei discuții ar contribui din plin nu numai la precizarea limbii noastre tehnice, dar și la precizarea noțiunilor discutate.

Ing. DUMITRU STANOMIR

Asupra proiectării difuzoarelor electrodinamice cu radiație directă

1. Introducere

Perioada actuală de dezvoltare a electroacusticii este caracterizată prin cerința tot mai mare de a se realiza o redare cît mai fidelă a sunetelor naturale : muzica și vorba. Acest fapt s-a reflectat în apariția de difuzoare mai perfecționate și cu principii de funcționare și constructive diferite, cum sînt : difuzoare cu membrană conică, difuzoare cu pîlnie, difuzoare electrostatice și difuzoare ortofază. Elementul de bază în orice agregat de calitate îl constituie difuzorul electrodinamic cu radiație directă și cu membrană conică.

În articolul de față se vor prezenta cîteva metode de proiectare decurgînd din formulele fundamentale și o metodă de proiectare pornind de la un circuit magnetic dat.

2. Relații fundamentale [1], [2]

Pentru precizarea mărimilor care intervin în proiectare și a notațiilor folosite se vor considera figurile 1 și 2.

În figurile de mai sus s-a notat prin :

- R, rezistența bobinei mobile (Ω)
- L, inductanța bobinei mobile (H)
- B, inducția în întrefier (gauss)
- l, lungimea conductorului bobinei mobile (cm)
- d, diametrul conductorului bobinei mobile (cm)

– D_m, diametrul mediu al bobinei mobile (cm)
– ρ, rezistivitatea conductorului (Ωm)
– δ, masa specifică a conductorului (gcm^{-3})
– ρ_0, masa specifică a aerului
– n, numărul de spire ale bobinei
– h_0, înălțimea bobinei mobile
– Δ_0, grosimea bobinajului (cm)
– R_m, rezistența mecanică (Ωm)
– R_f, rezistența de frecări (Ωm)
– R_r, rezistența de radiație (Ωm)
– M_r, masa de radiație
– M_b, masa bobinei
– M_c, masa conului
– X_m, reactanța mecanică
– Z_M, impedanța de mișcare (Ω)
– η, randamentul
– E, eficacitatea
– Ω, factorul de concentrare sonoră
– Z_c, impedanța caracteristică a aerului
– r_0, raza proiecției plane a conului
– β, constanta de fază
– Δ, grosimea întrefierului
– $K_1 = B \cdot l$, factorul de cuplaj electromecanic.

Se vor face notațiile :

$$R_m = R_f + R_r \qquad Z_m = R_m + jX_m$$

$$X_m = \omega [M_b + M_c + M_r] \qquad Z_e = R + j\omega L$$

$$Z_M = \frac{B^2 l^2}{Z_m} = \frac{K_1^2}{Z_m} \qquad Z_{et} = Z_e + Z_m.$$

Expresia randamentului electroacustic definit de :

$$\eta = \frac{R_r}{R_m} \cdot \frac{R_M}{R + R_M}$$

folosind notațiile de mai sus devine :

$$\eta = \frac{K_1^2 R_r}{K_1^2 R_m + R Z_m^2}.$$

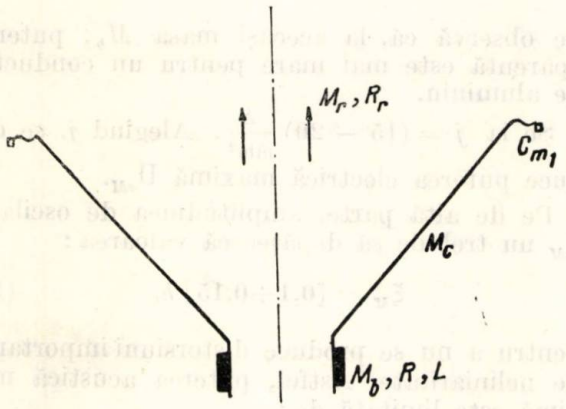


Fig. 1. *Schița sistemului mobil al unui difuzor.*

În domeniul $\omega_0 < \omega < \omega_e$, cu ω_0 frecvența de rezonanță și ω_e definită de $\beta_e r_0 = 1$, expresia de mai sus devine (1) :

$$\eta = \frac{B^2 l^2 R_r}{R [M_b + M_c + M_r] \omega^2} \qquad (1)$$

Se observă că randamentul este constant întrucît R este proporțional cu ω^2. (Se asimilează conul cu un piston într-un ecran infinit.) Ținînd seama de relația :

$$\frac{B^2 l^2}{R} = \frac{B^2 M_b}{\rho \delta}$$

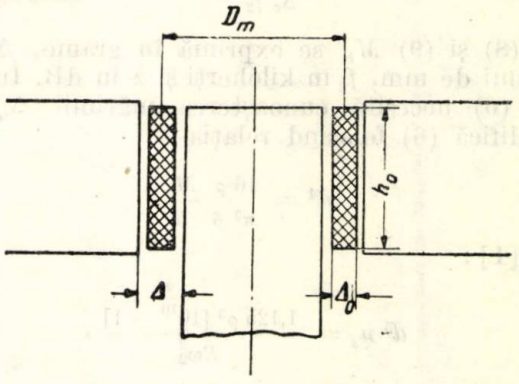


Fig. 2. *Schița sistemului magnetic al unui difuzor.*

(1) devine :

$$\eta = \frac{B^2 M_b R_r}{[M_b + M_c + M_r]^2 \omega^2} \cdot \frac{1}{\rho \delta}. \qquad (2)$$

Se constată că randamentul este maxim [1] pentru :

$$M_b = M_c + M_r \qquad (3)$$

(considerînd celelalte elemente constante). Dacă se exprimă (2) în funcție de raza membranei, se constată [1] că randamentul este maxim pentru :

$$2 M_b = M_r$$

sau :

$$r_0 = 8{,}5 \sqrt[3]{M_b}. \qquad (4)$$

Pentru dimensionarea elementelor se exprimă eficacitatea (raportul dintre presiunea pe ax la distanța r și tensiunea aplicată) [1] :

$$E = \left[\frac{Z_c}{4\pi r^2} \eta \Omega \frac{R + R_M}{Z_{et}^2} \right]^{\frac{1}{2}}. \qquad (5)$$

Dacă se notează cu α atenuarea eficacității în dB, la frecvența ω_2, pentru $\omega_2 \gg \omega_e$, față de eficacitatea la frecvențe medii se obține relația [1] :

$$M_b = \frac{10^{\frac{\alpha}{10}} - 1}{1{,}42\ \Delta_0\ \omega_2^2} \rho^2 \delta \qquad (6)$$

pentru unități CGSem și considerînd că are loc relația :

$$D_m = 4 h_0 \qquad (7)$$

motivată de proiectarea circuitului magnetic [1]. Se pot obține din (6) expresii numerice și anume :

a) pentru cupru:

$$M_b = \frac{49}{\Delta_0 f_2^2} [10^{\frac{\alpha}{10}} - 1] \quad (8)$$

b) pentru aluminiu:

$$M_b = \frac{38,5}{\Delta_0 f_2^2} [10^{\frac{\alpha}{10}} - 1]. \quad (9)$$

În (8) și (9) M_b se exprimă în grame, Δ_0 în zecimi de mm, f_2 în kiloherți și α în dB. Întrucît (6) necesită cunoașterea mărimii Δ_0, se modifică (6) folosind relația:

$$d^4 = \frac{16\,\rho}{\pi^2\,\delta}\,\frac{M_b}{R}$$

în [1]:

$$d^5\,n_s = \frac{1,125\,\rho^3\,[10^{\frac{\alpha}{10}} - 1]}{R\omega_2^2}, \quad (10)$$

în care n_s este numărul de conductoare pe strat (2 sau 4). Se pot obține din (10) expresii numerice și anume:

a) pentru cupru

$$n_s\,d^5 = \frac{1\,520}{Rf_2^2} [10^{\frac{\alpha}{10}} - 1]\,10^{-10}\ [\mathrm{cm}^{-5}] \quad (11)$$

b) pentru aluminiu

$$n_s\,d^5 = \frac{6\,400}{Rf_2^2} [10^{\frac{\alpha}{10}} - 1]\,10^{-10}\ [\mathrm{cm}^{-5}]. \quad (12)$$

În (11) și (12) R este exprimat în Ω, iar f_2, în kiloherți.

3. Metoda de proiectare avînd date R, ω_2, α

Vom expune o metodă de proiectare folosind relațiile de mai sus. Ea a fost verificată de numeroase calcule și conduce la valori realizabile în practică.

Datele inițiale sînt R, ω_2, α. Se alege natura conductorului folosit. Pentru difuzoare obișnuite se folosește cuprul (vezi observațiile de mai jos).

Folosind formula (11) se deduce o valoare pentru $n_s\,d^5$. Valorile pentru diferite diametre, și anume cele standardizate, sînt tabulate în [1]. Se alege diametrul care conduce la un $n_s\,d^5$ apropiat de cel calculat. De aici se poate deduce Δ_0:

$$\Delta_0 = n_s\,d.$$

Se aleg două sau patru straturi. Cunoscînd Δ_0 se poate calcula, folosind (8), masa M_b în grame. Înălțimea bobinajului h_0 se poate calcula folosind expresia:

$$h_0 = \frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{M_b}{\delta\Delta_0}}. \quad (13)$$

Din relația (7) se deduce D_m. Astfel s-au calculat toate elementele bobinei mobile. Se recalculează R, valoarea reală care se folosește mai departe.

Pentru elementele conului, se consideră relația (5) care în domeniul frecvențelor medii devine:

$$E = 8,15\sqrt{\frac{\eta_p}{R}}\left[\frac{\mu\mathrm{b}}{\mathrm{V}}\right] \quad (14)$$

în care η_p este randamentul exprimat în procente, iar R este exprimat în Ω.

Pentru maximalizarea valorii eficacității nu se mai poate acționa asupra lui M_b, care este determinat. Ea se maximalizează alegînd raza dată de relația (4).

Pentru masa conului, masa specifică δ_c, și grosimea Δ_c au valori orientative:

$$\begin{cases} \Delta_c = (0,1 \div 0,5)\ \mathrm{mm} \\ \delta_c = [0,2 \div 0,3]\ \mathrm{gcm}^{-3} \end{cases} \quad (15)$$

Frecvența f_0 se alege din relația:

$$f_0 = [0,7 \div 0,8] f_1 \quad (16)$$

f_1 fiind frecvența-limită inferioară.

Rămîn nedeterminate puterea electrică aparentă Π_e și puterea acustică Π_a.

Puterea electrică se poate exprima:

$$\Pi_e = \frac{\rho}{\delta} M_b\,j^2 \quad (17)$$

unde j este densitatea de curent admisă. Pentru conductoarele folosite, ρ/δ au valorile:

$$\frac{\rho}{\delta} = \begin{cases} \text{cupru} & 0,197\times10^3\ \text{u.CGSem.} \\ \text{aluminiu} & 1,04\times10^3\ \text{u.CGSem.} \end{cases} \quad (18)$$

Se observă că, la aceeași masă M_b, puterea aparentă este mai mare pentru un conductor de aluminiu.

Se ia $j = (15 - 20)\,\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{mm}^2}$. Alegînd j, se deduce puterea electrică maximă Π_{eM}.

Pe de altă parte, amplitudinea de oscilație ξ_M nu trebuie să depășească valoarea:

$$\xi_M = [0,1 \div 0,15]\,h_0 \quad (19)$$

pentru a nu se produce distorsiuni importante de neliniaritate. Astfel, puterea acustică maximă este limitată de:

$$\Pi_{aM} = \frac{1}{2}\omega_1^2\,\xi_M^2\,R_{r1}. \quad (20)$$

Se alege situația care satisface ambele condiții și se determină astfel puterea aparentă admisibilă.

4. Altă variantă de proiectare

Sînt cazuri cînd se caută să se realizeze o anumită putere aparentă Π_{eM}, impunîndu-se o anumită rezistență R, neinteresînd în esență atenuarea la frecvențe înalte. Este cazul difuzoarelor pentru frecvențe joase din agregate. Din relația (17) se observă că mărirea puterii conduce la scăderea frecvenței f_2 pentru α dat, întrucît M_b este invers proporțional cu f_2^2.

Din relația (17) se poate calcula M_b, impunîndu-se Π_e și j. Cunoscîndu-se M_b și R, se deduce d folosind relația :

$$d^4 = \frac{16\rho}{\Pi^2\delta}\frac{M_b}{R}. \qquad (21)$$

Deducerea celorlalte elemente se face ca mai sus. Trebuie observat că la sfîrșitul calculelor este necesar să se facă verificarea dacă, la randamentul rezultant și puterea aparentă impusă, puterea acustică este mai mică decît puterea acustică maximă radiată.

Se observă că în ambele variante nu se dă ca element impus eficacitatea medie dată de formula (14). Aceasta, întrucît inducția B, cu care este proporțională eficacitatea, nu se poate predetermina exact. Dimensionarea trebuie să urmărească realizarea unei inducții maxime în întrefier. Această problemă nu face parte din obiectul articolului. Ea este tratată în literatura de specialitate [1], [2].

5. Metoda de proiectare cu circuit magnetic dat

Sînt cazuri în care este indicat să se folosească un circuit magnetic existent, caracterizat prin valorile B și Δ. Se poate alege $\Delta_0 = \frac{\Delta}{2}$. Rezultă că proiectarea are elementele impuse și B, alegînd natura conductorului. Valoarea inducției B impusă fixează o limitare superioară a eficacității la frecvențe medii.

Elementul care influențează proiectarea este Δ_0, deci diametrul d. Din relația (21) se observă că M_b și R nu sînt independente. De obicei trebuie să se realizeze o anumită rezistență R. Considerînd-o ca impusă rezultă valoarea lui M_b din (21).

6. Comportarea la frecvențe joase

Din relația (11) se determină f_2 pentru α dat. O dată determinată masa M_b, celelalte elemente se determină ca în prima metodă din condiția de randament maxim.

În cele de mai sus nu s-au pus condiții de proiectare pentru frecvențe joase. La frecvența de rezonanță, eficacitatea are în general o valoare diferită de valoarea la frecvențe medii. A fost indicată numai condiția (16). Se poate obține o lărgire a benzii în domeniul frecvențelor joase.

Pentru aceasta se va considera expresia eficacității (5) care se poate scrie :

$$E^2 = A\eta\frac{R + R_M}{Z_{el}^2}. \qquad (22)$$

Mărimea A este o constantă în domeniul :

$$\omega < \omega_e .$$

Pentru domeniul frecvențelor medii (22) devine :

$$E_1 = A\frac{K_1^2}{R^2}\frac{R_{r1}}{M^2\omega_1^2}.$$

Pentru frecvența de rezonanță $\omega = \omega_0$, (22) devine :

$$E_0^2 = A\frac{R_{M0}}{[R + R_{M0}]^2}\cdot\frac{R_{r0}}{R_{m0}}.$$

Făcînd raportul E_1/E_0 se obține :

$$\frac{E_1^2}{E_0^2} = \frac{K_1^2}{R^2}\frac{R_{r1}}{M^2\omega_1^2}\cdot\frac{R_{m0}}{R_{r0}}\frac{1}{R_{M0}}[R + R_{M0}]^2 \qquad (23)$$

sau :

$$\frac{E_1^2}{E_0^2} = \frac{R_{r1}R_{m0}^2}{R_{r0}M^2\omega_1^2}\left[1 + \frac{R_{M0}}{R}\right]^2 \qquad (24)$$

R_{r1} este rezistența de radiație la frecvențe medii, iar R_{r0} este rezistența de radiație la frecvența de rezonanță. Raportul acestor două mărimi se exprimă :

$$\frac{R_{r1}}{R_{r0}} = \frac{\omega_1^2}{\omega_0^2}. \qquad (25)$$

Se observă că R_m se compune din rezistența de frecare R_f, independentă de frecvență, și din R_r, dependentă de frecvență.

Notînd cu Q_0, factorul de calitate mecanic la rezonanță :

$$Q_0 = \frac{M\omega_0}{R_{m0}}$$

obținem din (25) :

$$\frac{E_1^2}{E_0^2} = \frac{1}{Q_0^2}\left[1 + \frac{R_{M0}}{R}\right]^2 \qquad (26)$$

care este expresia neuniformității la rezonanță.

Pentru îmbunătățirea caracteristicii de frecvență a eficacității la rezonanță se poate lua :

$$\frac{E_1^2}{E_0^2} = 1 \qquad (27)$$

din care rezultă :

$$Q_0 = \frac{R + R_{M0}}{R}. \qquad (28)$$

Pentru a interpreta condiția (28) se observă mai întîi că Q_0 se mai poate exprima

$$Q_0 = \frac{M\omega_0}{R_{m0}} = \frac{R_{M0}}{L_0\omega_0}$$

în care L_0 este inductanța reflectată în circuitul electric, conectată în paralel cu R_{M0}. Q_0 este factorul de calitate propriu al sistemului mecanic. În sarcină, circuitul electric conectat, Q_0, se modifică prin adăugarea rezistenței R, a bobinei mobile, în paralel cu rezistența de mișcare R_{M0}. Se obține astfel expresia factorului de calitate total:

$$Q_{0s} = \frac{1}{L_0\omega_0}\,\frac{R_{M0}\,R}{R + R_{M0}} = \frac{R_{M0}}{L_0\,\omega_0}\cdot\frac{R}{R + R_{M0}}$$

$$Q_{0s} = \frac{Q_0\,R}{R + R_{M0}}. \qquad (29)$$

Comparînd (29) cu (28) se observă că în cazul realizării condiției de maximum plat al caracteristicii de frecvență a eficacității, Q-ul în sarcină al sistemului mecanic este 1. Condiția (28) se mai poate scrie:

$$\frac{E_1}{E_0} = \frac{1}{Q_{0s}}. \qquad (30)$$

Din punctul de vedere al răspunsului tranzitoriu, Q_{0s} optim are valoarea $Q_{0s} = \frac{1}{\sqrt{2}}$, pentru care se obține regim aperiodic critic.

Realizarea uneia dintre cele două condiții mai sus enunțate se poate obține modificînd inducția B sau rezistența de amortizare R_f. Această din urmă cale este cel mai adesea folosită.

Concluzii

În articol au fost expuse cîteva metode de proiectare a difuzoarelor cu radiație directă. Au fost considerate aspectele îmbunătățirii răspunsului în domeniul frecvențelor joase.

Pe baza acestor considerente se pot trage anumite concluzii numai din analiza circuitului electric care conține și impendanța electrică de mișcare.

BIBLIOGRAFIE

[1] MARINESCU, M. și APOSTOL, P. *Difuzoare electrodinamice*, București, Ed. Academiei R.P.R., 1957.

[2] BERANEK, L. *Acoustics*, New-York, McGraw Hill, 1954.

Ing. NICOLAE IONESCU

Cu privire la cablurile telefonice și de radioficare cu izolație și manta de material plastic

Liniile aeriene de telecomunicații construite pe stîlpi de lemn necesită cantități mari de lemn — de foioase și de rășinoase — care depășesc anual 40—50 de mii de metri cubi. Pe lîngă aceasta, liniile prezintă și o serie de dezavantaje, cum ar fi spre exemplu:

— ocupă spații din terenurile agricole;

— necesită supraveghere mai mare;

— sînt expuse avariilor datorită intemperiilor;

— dăunează esteticii orașelor etc.

De aici rezultă importanța folosirii cablurilor subterane. Introducerea în sol a pus însă probleme noi, în special din punctul de vedere al izolanților cărora li s-au impus calități superioare. Pe de altă parte, a apărut necesitatea unui înveliș protector rezistent, atît la acțiunea corosivă a solului, cît și la eforturile mecanice la care sînt supuse cablurile la montare și în restul timpului lor de funcționare.

Ca izolanți electrici, în mod obișnuit, pînă în prezent se folosesc: hîrtia, cauciucul, bumbacul și mătasea, iar ca înveliș protector se folosește plumbul. Sursele mondiale de plumb scad însă continuu și vor putea deveni insuficiente într-o perioadă relativ scurtă.

În plus se mai adaugă și faptul că fenomenul de coroziune chimică și electrică a cablurilor cu înveliș de plumb impune luarea unor măsuri de protecție destul de costisitoare și totuși insuficiente ca eficacitate.

Toate aceste motive au făcut să se caute materiale înlocuitoare.

Între aceste materiale înlocuitoare se numără, ca fiind foarte mult întrebuințate, polietilena și clorura de polivinil.

Fără a intra în detalii, în cele ce urmează se dau pe scurt cîteva dintre cele mai importante caracteristici fizico-mecanice ale cablurilor cu izolație de polietilenă și manta de policlorură de vinil și se fac aprecieri asupra eficienței economice, asupra modului de construire și asupra condițiilor din exploatare.

Dintre soluțiile realizate și experimentate atît la noi cît și în străinătate, se preferă folosirea polietilenei ca izolant în locul hîrtiei, a cauciucului, a bumbacului și a mătăsii și a policlorurii de vinil în locul plumbului, ca înveliș protector. Policlorura de vinil are caracteristici mecanice mai bune și este mai ieftină decît polietilena, iar aceasta din urmă este impermeabilă față de apă.

Firele izolate cu polietilenă își păstrează rezistența de izolație chiar într-un mediu umed. Polietilena are o rezistență mecanică mare și o formă stabilă, rigiditatea dielectrică este mai mare, iar pierderile în dielectric sînt mai reduse decît ale izolației de hîrtie.

Cablurile cu manta de material plastic sînt mai ușoare, au o suprafață netedă și curată, sînt insensibile la corodare și se pot monta mai ușor.

Procedeele de izolare și îmbrăcare a cablurilor cu materiale plastice au un randament și o productivitate mai mare. Dacă se alege o anumită tehnologie pentru executarea fabricării de cabluri, care să asigure operații la fel de productive și celelalte procese cum ar fi înfunierea firelor, rezultînd cabluri mai ușor de manevrat, atunci cablul cu izolație de materiale plastice va fi preferat cu mult celui cu izolație de hîrtie și manta de plumb, datorită avantajelor sale economice și tehnice. Acest lucru se aplică în special la cablurile urbane, care sînt necesare în cantități mari, cu un număr foarte variabil de perechi, datorită creșterii continue a numărului de abonați.

Trecerea la folosirea materialelor plastice ca izolanți și ca mantale protectoare a dat naștere și unor dificultăți care se remarcă : joncționarea, defectele care ar putea apărea la montare datorită temperaturii scăzute, degradarea sub acțiunea razelor solare, precum și comportarea la atacul insectelor și rozătoarelor, despre care nu avem nici o experiență proprie.

Experiența ne va arăta în ce măsură aceste probleme prezintă reale dificultăți. În ce privește joncționarea, experiența de pînă acum ne permite să întrevedem că în viitor problema va fi mai simplă decît în cazul cablurilor sub plumb.

La noi în țară se fabrică în mod curent următoarele cabluri telefonice cu izolație și manta de materiale plastice : cabluri de schimbător (C.S.3030—61), cabluri de repartitor (C.S. 2031—61), conducte de conexiune (NI1013—61), cordoane telefonice (NI 1253—63) și cabluri pentru radioficare (CS 3016—62).

Sînt în curs de întocmire caietele de sarcini pentru conducte de „fir paralel", cabluri urbane și interraionale, pentru care s-au elaborat condițiile tehnice.

Dintre cablurile fabricate pînă în prezent, cablurile de radioficare prezintă un interes deosebit, deoarece ele pot fi extinse cu modificările corespunzătoare în rețelele telefonice.

În septembrie 1962 s-a montat în sol pe o distanță de circa 400 m un fider de radioficare, ale cărui caracteristici sînt arătate mai departe.

Timp de un an acest cablu nu și-a modificat caracteristicile electrice, iar rezistența de izolație a rămas încă neschimbată. În iunie 1963 s-a montat pe o distanță de 5,2 km, între comunele Ciorani și Salcia, un cablu asemănător.

Adîncimea de îngropare este cuprinsă între 0,7 și 1,1 m. Desigur că ele ar fi putut să fie

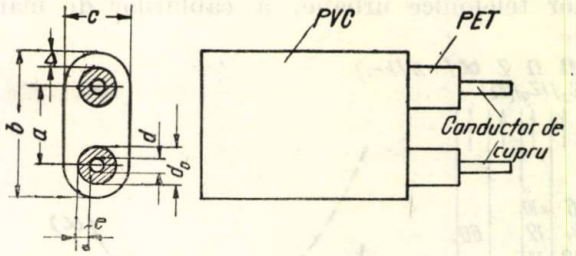


Fig. 1. *Forma cablului CR 2 YY.*

montate și în canalizații telefonice. Forma și dimensiunile acestor cabluri sînt arătate în tabela 1 și figura 1.

Tabela 1

Denumirea produsului	Dimensiunile, în mm						Greutatea cablului, kg/km
	a	*b*	*c*	*d*	*e*	Δ	
2×1,0 mm	4,1	10,9	6,6	3,2	1,1	1,8	100
2×1,2 mm	5,0	12,2	7,2	3,6	1,2	1,8	122
2×1,6 mm	6,6	14,6	8,0	4,0	1,2	2,0	165
2×2,0 mm	8,3	16,9	8,4	4,4	1,2	2,0	230

Caracteristicile electrice ale cablurilor de radioficare date în caietul de sarcini corespund celor din tabela 2.

Tabela 2

Denumirea cablului	Rezistența conductorului R_{max} Ω/km	Inductanța L H/km	Capacitatea C_{max} nF/km	Impedanța caracteristică la 10 kHZ	Atenuarea α_{max} mN/km
2 × 1,0	54	$10 \cdot 10^{-4}$	50	150±10%	175
2 × 1,2	37	$10 \cdot 10^{-4}$	50	150±10%	132
2 × 1,6	21	$10 \cdot 10^{-4}$	50	150±10%	77
2 × 2,0	15	$10 \cdot 10^{-4}$	50	150±10%	55

Aceste cabluri au rezistat la o tensiune de 30 kV valoare efectivă, aplicată timp de 1 min între fire, precum și față de exterior.

Rezultatele măsurătorilor din martie 1963 efectuate asupra unei alte lungimi de fabricație de 429 m, din cablul de tipul CR 2 YY, sînt concretizate în figura 2. Se poate observa o deosebire între măsurătorile efectuate asupra cablului bobinat și măsurătorile efectuate asupra cablului întins pe pămînt. Capacitatea în aceste cazuri este diferită și anume scade de la 0,018 μF la 0,015 μF.

Constantele cablului au fost determinate prin măsurători de impedanță în gol și în scurtcircuit. Rezultatele acestor măsurători sînt date în tabelele 3 și 4.

Este foarte actuală problema obținerii cablurilor telefonice urbane, a cablurilor de mare

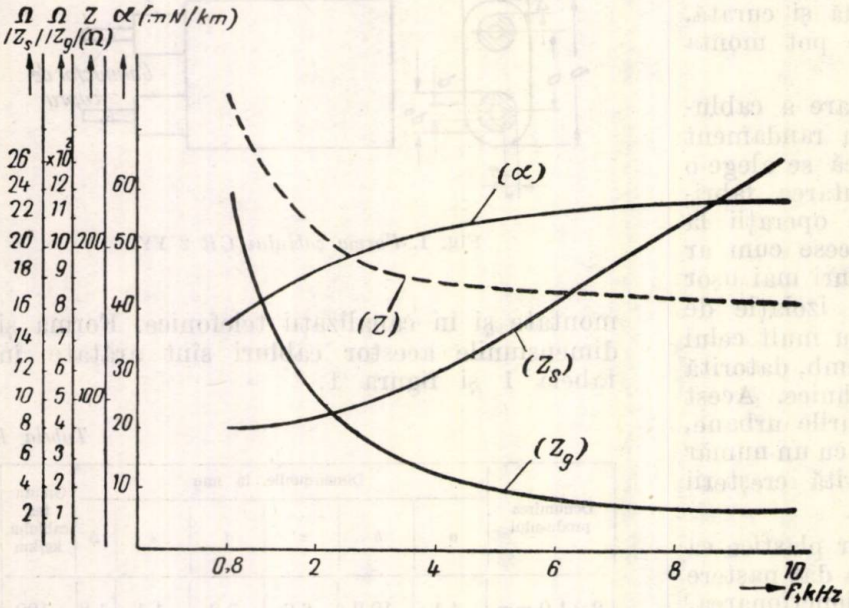


Fig. 2. *Caracteristicile cablului CR 2 YY ∅ 2 × 1,6 mm.*

distanță, precum și a conductoarelor din instalațiile exterioare de abonați locali.

În acest scop s-au propus pentru fabricarea la noi în țară conductele de cădere „paralel", cabluri urbane pînă la 100 de perechi și cabluri pentru lungă distanță, cu una și trei cuarte, izolate cu material plastic.

Tabela 3

În gol				În scurtcircuit		
f Hz	φ°	*G* milimho	*C* μF	φ°	*G* milimho	*C* μF
800	—	0,0025	0,0159	+	132,75	7,497
1 200	—	0,0038	0,01574	+	121,82	6,865
2 000	—	0,0060	0,01562	+	96,68	5,384
3 000	—	0,0085	0,01548	+	68,91	3,765
4 000	—	0,011	0,0154	+	49,02	2,683
6 000	—	0,017	0,01532	+	27,44	1,445
8 000	—	0,022	0,01528	+	16,36	0,8777
10 000	—	0,028	0,01527	+	11,13	0,58485

CONDUCTELE DE CĂDERE „PARALEL"

Pentru conductele de cădere „paralel" izolate în polietilenă și manta de PVC s-a prevăzut ca mantaua de protecție și izolantul să fie suple și rezistente la frig. Pentru ameliorarea duratei de utilizare urmează să se adauge 2% negru de cărbune, care va opaciza învelișul împotriva pătrunderii razelor solare.

Rezistența de izolație electrică a fiecărei lungimi de fabricație se măsoară după 12 ore de imersiune în apă, cu o tensiune de încărcare de 300 V c.c. raportată la 40 °C. În aceste condiții rezistența de izolație nu trebuie să scadă sub 150 MΩkm.

Conductoarelor, supuse la condiții fizico-mecanice mai grele decît ale cablurilor — care se montează în sol sau în canalizații —, li s-a cerut să îndeplinească anumite condiții cu ajutorul cărora să se poată stabili măsura în care conductorul poate fi montat și poate funcționa și în condiții de temperatură scăzută.

Astfel, s-a considerat că la noi în țară temperatura variază între −30 și +60 °C. Încercările la care izolantul și mantaua trebuie să corespundă sînt următoarele: flexibilitatea, termocompresiunea, șocul termic, fragilitatea la frig și rezistența mecanică înainte și după îmbătrînire.

Flexibilitatea se încearcă la temperatura de −15 °C, iar termopresiunea la +85 °C, la care grosimea izolantului nu trebuie să se micșoreze cu mai mult de 50% din grosimea inițială. S-a considerat că sub −15 °C lucrările de instalație încetează.

Șocul de temperatură are loc între 120 și 20 °C, adică la o diferență de 100 °C, în care caz nu trebuie să apară crăpături.

O încercare deosebit de utilă este încercarea de fragilitate la frig. În acest caz mostra se ține la temperatura de −10 °C.

Sarcina de rupere la tracțiune trebuie să fie de minimum 1 kgf/mm², iar alungirea, de minimum 130%. După îmbătrînirea artificială sarcina de rupere și alungirea nu trebuie să se micșoreze cu mai mult de 25%.

Îmbătrînirea artificială se obține cu circulație naturală de aer într-o etuvă, în care se menține temperatura de 85 °C timp de 240 de ore. Aceste condiții sînt deocamdată în discuție, între factorii interesați și producători, fiindcă ele depind de caracteristicile granulelor de PVC și ale polietilenei.

Direcția generală a industriei azotului, ținînd seamă de dezvoltarea pe care a luat-o la noi în țară folosirea materialelor plastice în electrotehnică, a elaborat un proiect de standard pentru granulele PVC folosite la fabricarea izolanților și a materialelor pentru protecția conductelor electrice.

Un rol hotărîtor în fabricarea PVC îl au sulfatul tribazic de plumb și săpunul de plumb. Acești stabilizatori sînt hotărîtori în cali-

Tabela 4

Rezultatele măsurătorilor efectuate asupra fiderului de radioficare CR 2 YY, ∅2×1,6 montat între Ciorani și Saleia, Regiunea Ploiești, pe lungime de 5,2 km la 1,1 m de la suprafața solului

f Hz	în gol					în scurtcircuit					$\lvert Z_c\rvert = \sqrt{Z_0 Z_\infty}$ Ω	φ_c°	$\psi = \frac{\varphi_0 - \varphi_\infty}{2}$	cos φ	sin φ	α mN/km
	C μF	G milimho	$tg\varphi = \frac{\omega C}{G}$	φ°	cos φ	$Z_\infty = \frac{\cos\varphi}{G}$ Ω	C μF	G milimho	$tg\varphi = \frac{\omega C}{G}$	φ°	cos φ	$Z_0 = \frac{\cos\varphi}{G}$ Ω						
400	0,255	0,220	2,9	—71	0,342	1 560	0,549	11,924	0,115	+ 6 36′	0,993	83,3	362	—32 12′	+38 48′	0,78	0,626	34
800	0,258	0,330	3,9	—75 42′	0,247	750	0,5188	11,334	0,229	+12 54′	0,957	86,0	254	—31 24′	+44 18′	0,716	0,7	43,5
2 000	0,2603	0,488	6,7	—81 30′	0,148	303	0,3614	8,436	0,537	+28 12′	0,8813	104,5	178,5	—26 39′	+54 51′	0,575	0,917	53,0
3 000	0,2717	1,101	4,65	—77 54′	0,21	191	0,237	6,18	0,725	+36	0,81	131	158,5	—20 57′	+56 57′	0,55	0,838	57,7
4 000	0,2904	2,29	3,18	—72 30′	0,3	131	0,1468	4,55	0,812	+39 6′	0,776	188,5	148,5	—16 42′	+55 48′	0,565	0,825	59,7
5 000	0,3128	4,702	2,09	—64 30′	0,43	91,5	0,0858	3,519	0,764	+37 24′	0,795	225	143,5	—13 33′	+50 57′	0,629	0,777	61,5
6 000	0,3138	9,8	1,2	—50 12′	0,64	64	0,0392	2,819	0,522	+27 36′	0,886	314	142	—11 18′	+38 54′	0,778	0,628	63,4
7 000	0,2077	17,751	0,513	—27 12′	0,889	50	0,0084	2,457	0,151	+ 8 36′	0,989	402	141,8	— 9 18′	+17 54′	0,951	0,307	65
8 000	0,0125	20,223	0,0311	+ 1 48′	0,9995	49,3	0,0163	2,291	0,35	—19 18′	0,944	413	141,6	— 8 45′	— 5 17′	0,996	0,093	67,1
9 000	0,1203	14,513	0,467	+25	0,906	62,2	0,0350	2,335	0,83	—41 42′	0,746	321	141,2	— 8 21′	—33 21′	0,835	0,55	68
10 000	0,1136	9,34	0,76	+37 12′	0,797	82,5	0,0544	2,631	1,3	—52 30′	0,61	232	150,5	— 7 39′	—44 51′	0,71	0,705	70

tățile necesare granulelor. De aceea, ei trebuie să fie de bună calitate, ca și plastifianții. Deseori însă granulele de izolație sînt de calitate slabă, și de aceea cablurile nu îndeplinesc condițiile impuse prin normele de fabricație respective.

La fabricarea cablurilor pentru schimbător, de radioficare urbane și interurbane, se folosește PVC fabricat conform caietului de sarcini 1572—60.

CABLURILE TELEFONICE PENTRU MARE DISTANȚĂ

Cablurile telefonice pentru mare distanță, cu izolamentul din polietilenă, formează grupa de cabluri cu o singură cuartă de tip ∅1×4×1,2 mm și cu trei cuarte de tip ∅3×4×1,2 mm.

Ele sînt destinate îndeosebi pentru comunicațiile din interiorul raioanelor, regiunilor și pentru legăturile între comune, putînd fi echipate cu sisteme de curenți purtători.

Ținînd seamă de distanțele pe care s-ar putea folosi aceste cabluri, ele pot fi echipate cu sisteme telefonice cu o cale, mărind astfel capacitatea cablului, așa cum este arătat în tabela 5. Astfel, dacă atenuarea maximă la 9 kHz este de 5,5 N, rezultă că lungimea maximă a circuitului între stații ar putea fi de circa 40 km, dacă atenuarea la această frecvență este de 0,130 mN/km și că între stații s-ar mai putea intercala și filtre. În acest caz sistemul are nevoie să fie echipat cu autotransformatoare de adaptare la impedanța cablului.

Tabela 5

Capacitatea cablului	Circuite fizice	Circuite-fantomă	Circuite de curenți purtători	Total circuite
1 × 4 × 1,2	2	1	2	5
3 × 4 × 1,2	6	3	6	15

În ipoteza că aceste cabluri vor asigura o bună funcționare în timp și că durata lor de îmbătrînire va fi practic nelimitată, cablurile vor putea fi echipate cu sisteme de curenți purtători, cu un număr și mai mare de căi.

Fabricarea în țară a cablurilor cu izolație de polietilenă va da posibilitatea dezvoltării și extinderii rețelelor telefonice în special în interiorul raioanelor — bineînțeles în ipoteza că materialul izolant își va menține în timp caracteristicile electrice impuse de norme.

Dacă admitem că limita medie de funcționare a acestor cabluri ar fi de circa 10 ani, eficiența economică a cablurilor este de două ori mai mare decît a liniilor aeriene pe stîlpi de brad creozotat. La aceasta mai trebuie adăugat că se economisesc aproximativ 10 m³ de material lemnos pe km de linie și aproximativ 0,30 t respectiv 0,9 t de oțel pe km de linie.

În cele ce urmează se prezintă pe scurt construcția și caracteristicile acestor cabluri.

Cablul telefonic cu una și trei cuarte are conductoarele izolate în polietilenă, un înveliș sub formă de tub, tot din polietilenă, și apoi un înveliș protector de polietilenă.

Firele conducătoare de curent se fabrică din sîrmă de cupru STAS 4130-53, pentru conduc-

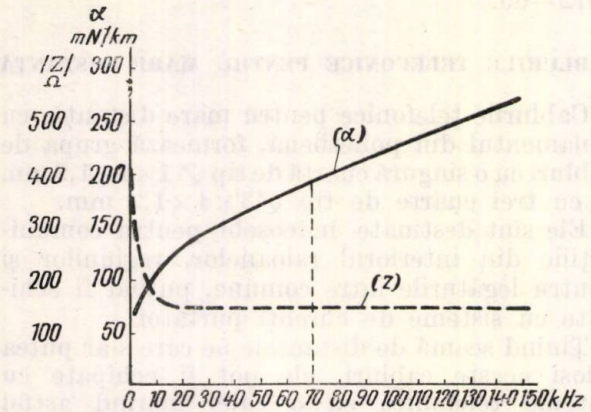


Fig. 3. *Atenuarea și impedanța cablului [cu 1 și 3 cuarte cu izolație de polietilenă.*

toare cu diametrul de 1,2 mm. Firul conductor are izolamentul de polietilenă de cablu, de tip T 10/21 (sau alt tip corespunzător), cu o grosime de 1,2 ± 0,1 mm. Cele patru fire izolate se răsucesc în stea, cu un pas de 130—150 mm (sau mai mic). Deasupra cuartei răsucite se așază un înveliș de polietilenă, în formă de tub, cu o grosime de 1,2+0,15 mm, iar deasupra se așază un ecran protector din bandă de aluminiu cu o grosime de 0,1—0,15 mm.

Banda de aluminiu trebuie să aibă o acoperire de 15—20%. Tubul exterior al cablului se fabrică din policlorură de vinil pentru manta tip I, cu o grosime de 2,0+20%. Lungimea de fabricație este de ordinul a 500 m.

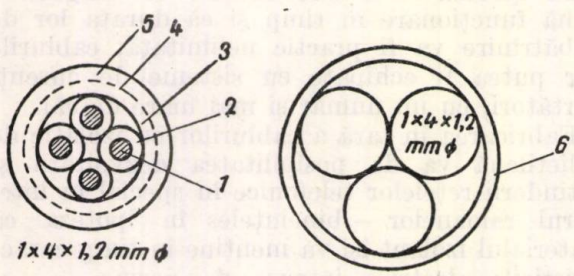


Fig. 4. *Cablul cu 1 și 3 cuarte*:
1 — conductor de cupru cu diametrul de 1,2 mm; *2* și *3* — PET grosimea radială 1,2 mm; *4* — bandă de aluminiu; *5* și *6* — PVC grosimea radială 2—3 mm

Caracteristicile electrice sînt:

— rezistența circuitului în c.c... max. 32,8 Ω/km;
— dezechilibrul de rezistență... max. 0,130 Ω/km;
— rezistența de izolament ..... 5 000 MΩ km;
— capacitatea de lucru....max. 38 nF/Km la 0,8 kHz;
— cuplajul capacitiv k_1, ... max. 40 pF la 0,8 kHz;
— ecartul para- și telediafonic între circuitele a două fire din aceeași cuartă sau din cuarte diferite ... min. 8,8 N la 108 kHz, aceeași valoare minimă pentru circuitele [pe o lungime de fabricație] fizic-fantomă și fantomă-fantomă;
— rigiditatea dielectrică a izolamentului dintre toate firele și firele-bandă de aluminiu, ...min. 18 kV la 50 Hz.

Atenuarea și impedanța sînt date în figura 3.

Răsucirea în cuarte în stea se realizează din patru conductoare așezate în vîrfurile unui pătrat. Apoi se răsucesc cu un pas convenabil.

Mai este posibilă și răsucirea în perechi și răsucirea în straturi concentrice, în locul cuartelor, în ipoteza că sînt îndeplinite condițiile de diafonie arătate mai sus.

CABLURI URBANE

După cum s-a arătat la început, cablurile telefonice urbane cu izolație și manta din materiale plastice se generalizează de ce în ce mai mult.

Într-un articol publicat de către Siemens Zeitschrift în anul 1962, sînt arătate caracteristicile și modul de fabricare a noilor cabluri urbane.

În acest articol se arată că cea mai potrivită soluție pentru un cablu cu izolație de material plastic constă în răsucirea perechilor în fascicule.

Ca material izolant se folosește polietilena compactă, în afară de cazul cînd poate fi folosită polietilena celulară, pentru obținerea unei capacități efective mai reduse.

Capacitățile efective ale cablului urban izolat cu polietilenă sînt date în tabela 6.

Tabela 6

Diametrul conductorului	0,4	0,6		0,8
Izolația	Polietilenă compactă	Polietilenă		Polietilenă celulară
		compactă	celulară	
Grosimea izolației, mm	0,15—0,20	0,2—0,25	0,25	0,3
Capacitatea medie, nF/km	40 — 45	45—50	36	38

Pentru îmbinarea lungimilor de fabricație servesc, ca și în cazul derivațiilor, manșoanele de polietilenă, care pot fi sudate etanș cu mantaua exterioară a cablului în mod simplu.

La noi în țară s-au făcut joncțiuni prin topirea într-o matriță metalică, la temperatura la 100 °C, a granulelor de polietilenă. Asemenea joncțiuni

se găsesc în sol din luna septembrie 1962, şi de la această dată izolaţia cablului în punctele de joncţiune a rămas pînă în prezent neschimbată. Folosirea cablurilor urbane cu izolaţie de material plastic va da posibilitatea să se economisească anual cantităţi mari de plumb.

Astfel, pe un km de lungime a unui cablu cu conductor de ∅0,5 mm se economisesc, exprimate în kg, următoarele cantităţi arătate mai jos.

	Numărul de perechi	
	50×2×0,5	100×2×0,5
Hîrtie electroizolantă	42	86
Bumbac	3	6
Plumb	760	1 300

Comparîndu-se, din punctul de vedere al preţurilor de cost, cablurile sub manta de plumb cu cele izolate cu materiale plastice, se vede că, pe lîngă economiile importante de materiale, se mai adaugă şi diferenţa de costuri. Cablurile de materiale plastice sînt mai ieftine cu aproximativ 12% decît cablurile sub plumb, iar în curs de zece ani se realizează o economie de peste 20%/km faţă de preţul de cost al construcţiei liniei aeriene (cînd cablul se instalează mecanizat) şi se economisesc peste 21 m³/km material lemnos esenţă tare.

După cum rezultă din cele expuse mai sus, se poate constata că toate cablurile cu izolaţie şi manta de materiale plastice au o mai bună rentabilitate decît cablurile cu hîrtie-plumb şi decît liniile aeriene construite pe stîlpi de lemn şi că prezintă aspecte de care trebuie să se ţină seamă, cum ar fi: asigurarea unei bune calităţi a transmisiei, siguranţă în exploatare prin reducerea la minimum a frecvenţei deranjamentelor şi uşurinţa întreţinerii.

Fabricarea în ţară a cablurilor cu izolaţie şi manta de material plastic va constitui un succes al industriei noastre electrotehnice, date fiind însuşirile pozitive ale acestor cabluri.

Ing. EMIL RODEANU

Asupra circuitelor de coincidenţă rapide care utilizează diode-tunel

În multe experienţe se pune problema de a stabili dacă două sau mai multe semnale, corespunzînd unor fenomene fizice rapide, se produc sau nu se produc simultan. Aceasta se rezolvă prin folosirea circuitelor de coincidenţă cu mare putere de rezoluţie în timp şi foarte stabile, realizate cu diode-tunel. În faţa aparatajului electronic stă sarcina de a prelucra impulsurile de la intrare, care au formă, amplitudine, fronturi şi raport semnal/perturbaţie oarecare, în aşa fel încît informaţia privind coincidenţa să se poată căpăta cît mai sigur posibil şi mergînd spre frecvenţe de repetiţie ale impulsurilor din ce în ce mai mari. Deci, acest aparataj va trebui să aibă timpi morţi cît mai reduşi, mici fluctuaţii de întîrziere la declanşare, semnal de ieşire cît mai puţin dependent de amplitudinea semnalului de intrare şi mare sensibilitate [1].

Majoritatea circuitelor de coincidenţă rapide utilizate sînt circuite de adiţie. Impulsurile de la intrare, avînd o formă oarecare, sînt aplicate unor circuite de formare la a căror ieşire se obţin impulsuri standard. Ultimele, avînd amplitudini şi durate constante, sînt trimise într-un etaj de amestec. Un discriminator, plasat după acesta, permite extragerea semnalelor de coincidenţă [2] (fig. 1).

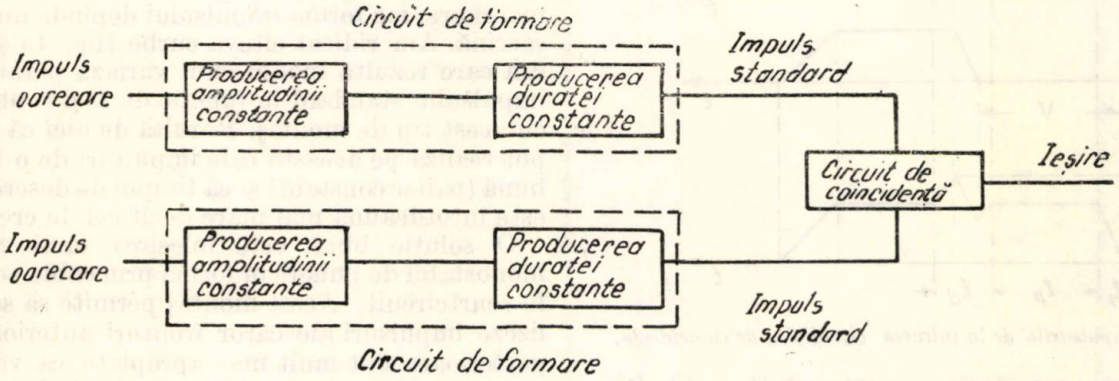


Fig. 1. *Schema-bloc a unui circuit de coincidenţă.*

Problema care se pune este ca, pornind de la parametrii impulsului de intrare, să se determine parametrii optimi ai impulsului format (standard), deci ai sistemului electronic, și de aici să rezulte modul în care trebuie acționat asupra acestuia din urmă pentru îmbunătățirea perfor-

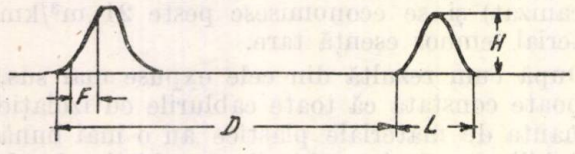


Fig. 2. *Șirul de impulsuri la intrarea unui sistem de coincidență.*

manțelor. Studiind acest lucru, se poate vedea ce se poate obține cu un sistem deja realizat.

Considerăm un șir de impulsuri, în general neperiodic, distanțate la intervale D, variabile de la un impuls la altul. Înălțimea H este variabilă, iar fronturile F au o durată finită. Lățimea L a impulsului este în general mai mică decît D (fig. 2).

Circuitele de formare creează impulsuri identice pe cele două căi, avînd o durată a palierului t_p, un front anterior t_c și un front posterior t_d. Înălțimea h a impulsului standard poate fi considerată egală cu 1. Întreaga durată a impulsurilor poate fi mai mică, egală sau mai mare decît L.

Datorită duratei finite a fronturilor impulsurilor de la intrare, înălțimii lor și nivelului de limitare, în calculele ce urmează trebuie să considerăm o întîrziere V între impulsurile formate pe cele două căi.

În figura 3 sînt reprezentate două impulsuri identice, create de către circuitele de formare, distanțate în timp cu intervalul V și avînd frontul

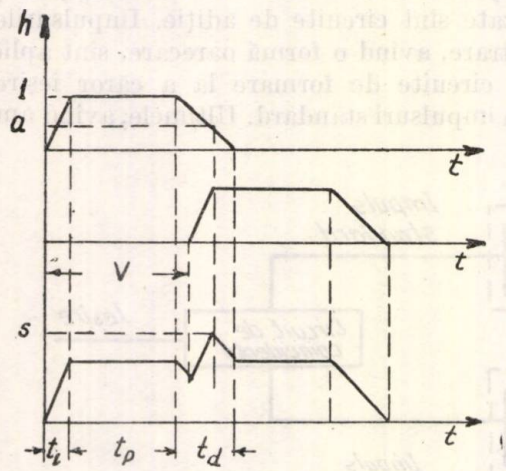


Fig. 3. *Impulsurile de la intrarea circuitului de coincidență.*

anterior mai mic decît cel posterior ($t_c < t_d$). Pe aceeași figură s-a reprezentat și suma acestor impulsuri (făcută grafic).

— *Considerăm coincidența.* Pentru ca ea să se producă, trebuie ca impulsul-sumă să depășească un anumit nivel s mai mare decît amplitudinea fiecărui impuls în parte, dar egal cu cel mult dublul acestei amplitudini. Adoptînd valoarea $s = 1 + a$ pentru acest nivel, unde a reprezintă un procent din amplitudinea impulsului, și făcînd suma intervalelor — pe cele două căi — pînă cînd amplitudinea impulsului-sumă atinge nivelul s, rezultă condiția de coincidență :

$$V + t_c \leqslant t_c + t_p + (1 - a)\, t_d$$

sau

$$t_p + (1 - a)\, t_d \geqslant V. \qquad (1)$$

Un calcul analog, în cazul $t_c > t_d$, conduce la relația :

$$t_p + (1 - a)\, t_c \geqslant V. \qquad (2)$$

Din acest calcul simplu se vede că trebuie să se ia în considerare cea mai mare valoare a fronturilor. Situația cea mai bună va fi cînd $t_c = t_d$ și vor avea durate cît mai mici. Calculul vitezei de basculare — în general [3] sau în cazul special al circuitelor basculante cu diode-tunel — este dat în literatură [4] și deci nu ne vom opri asupra lui.

— *Considerăm lipsa de coincidență.* În acest caz, în locul valorii V va trebui să considerăm pe D, și vom obține relațiile :

Cazul $t_c < t_d$:

$$t_p + (1 - a)\, t_d \leqslant D. \qquad (3)$$

Cazul $t_c > t_d$:

$$t_p + (1 - a)\, t_c \leqslant D. \qquad (4)$$

Dacă vom nota cu t_f cea mai mare valoare a fronturilor, cele două condiții se vor scrie :

$$\begin{cases} t_p + (1 - a)\, t_f \geqslant V \\ t_p + (1 - a)\, t_f \leqslant D \end{cases} \qquad (5)$$

De aici se vede că timpul de rezoluție este cel mult egal cu timpul de coincidență, iar raportul dintre ele nu este afectat de forma impulsului.

În literatură [1], [2], [4] sînt indicate scheme de circuite monostabile cu diode-tunel, polarizate printr-un grup L_r. Dezavantajul lor este că fronturile t_c și t_d nu sînt egale, ultimul fiind mult mai mare, iar forma impulsului depinde mult de sarcină. Am ridicat cîteva curbe (fig. 4*a* și 4*b*), din care rezultă modul cum variază parametrii impulsului standard în funcție de L și r, obținut cu acest tip de montaj. Rezultă de aici că nu se pot realiza pe această cale impulsuri de o formă bună (palier constant) și că timpul de descreștere este întotdeauna mai mare decît cel de creștere.

O soluție bună este folosirea unui circuit monostabil de punere în formă prin cablu coaxial în scurtcircuit. Acest montaj permite să se realizeze impulsuri ale căror fronturi anterioare și posterioare sînt mult mai apropiate ca valoare și a căror durată este determinată de lungimea cablului [5].

Schema folosită este indicată în figura 5.

Dioda-tunel este declanșată de un impuls pozitiv venind din etajul precedent și readusă în vechea stare de către semnalul reflectat, inversat de cablul în scurtcircuit. Montajul este

calculat în așa fel, încît impedanța sa la intrarea cablului este foarte apropiată de impedanța caracteristică a acestuia. În consecință nu vor exista reflexii multiple pe cablu (mai exact, vor fi foarte mici). Schimbînd lungimea L a cablului, variază durata impulsului, fără însă a se schimba rezistența de amortizare, deci fără o modificare în definirea potențialelor continue.

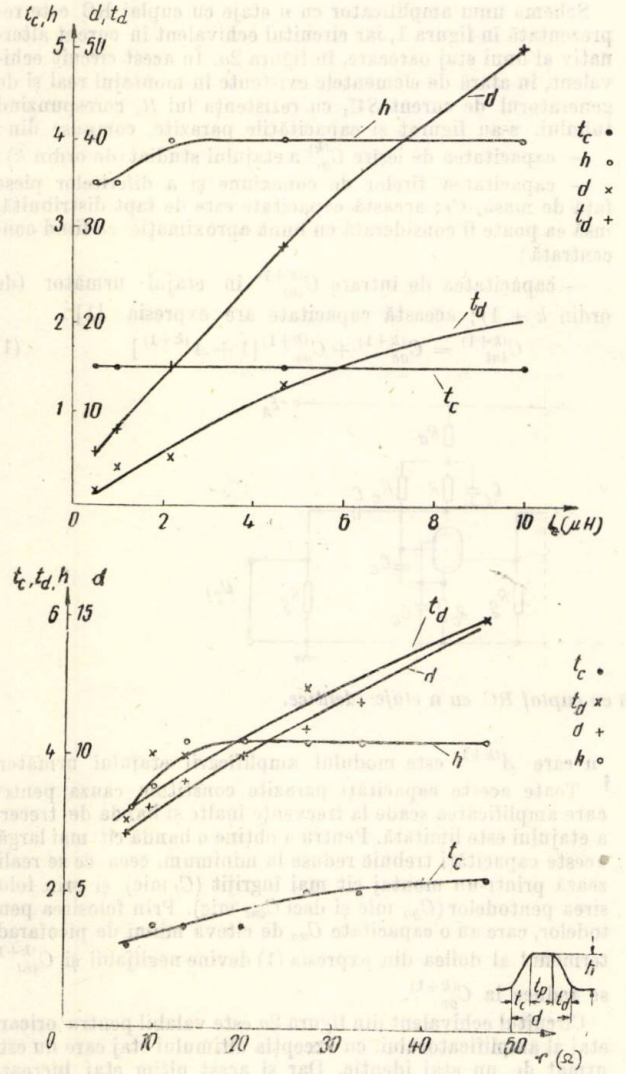


Fig. 4. *Variația parametrilor impulsului-standard în funcție de* L *și* r, *obținută cu scheme de circuite monostabile cu diode-tunel.*

Înțelegerea funcționării schemei se capătă din figura 6, unde sînt trasate caracteristicile statică și dinamică, precum și dreapta de sarcină, ale montajului; notațiile utilizate sînt cele din figura 5.

În figura 6, curba *1* reprezintă caracteristica diodei-tunel. Curba *2* este caracteristica în curent continuu a ansamblului diodă-tunel și grupul R_s, R_a — în paralel. La trasarea curbei *3* s-a ținut seama și de impedanța caracteristică a cablului, rezultînd caracteristica echivalentă a ansamblului în regim dinamic. (R_s în paralel cu $R_a + Z_o$.) Tensiunea de polarizare și valoarea rezistenței R_i se aleg în așa fel, încît montajul are un singur punct de funcționare stabil în curent continuu și două puncte de funcționare stabile în impuls. Impulsul pozitiv de declanșare

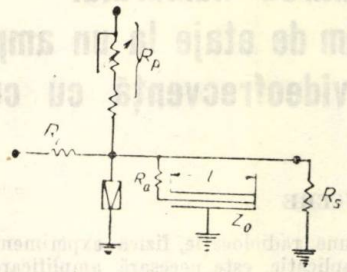


Fig. 5. *Schema unui etaj monostabil de punere în formă prin cablu coaxial în scurtcircuit.*

trece montajul din starea a în b, în timp ce impulsul negativ, reflectat de cablu, îl readuce în vechea stare. În cele de mai sus de R_p nu s-a

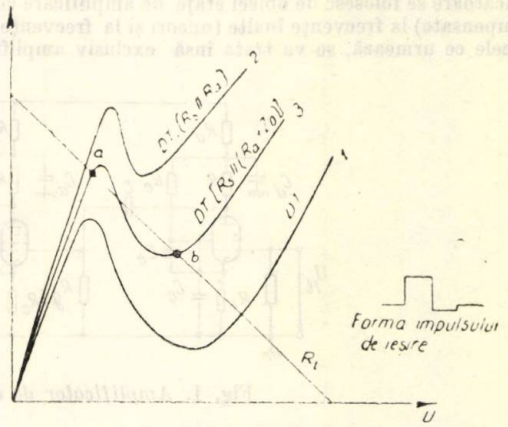


Fig. 5. *Caracteristica de funcționare a unui etaj monostabil de punere în formă prin cablu coaxial în scurtcircuit:* *1* — caracteristica diodei-tunel; *2* — caracteristica statică echivalentă; *3* — caracteristica dinamică.

ținut seama, deoarece se alege întotdeauna mare, mărind în mod corespunzător și tensiunea sursei de polarizare.

Experimentînd un asemenea montaj, am obținut impulsuri avînd $t_c = 1{,}5$ ns, $t_d = 2$ ns, $d = 5 \div 50$ ns și $h = 120$ mV. Măsurătorile au fost făcute cu un osciloscop Tektronix 585 și cu un generator de impulsuri Hewlett-Packard. Din compararea rezultatelor obținute cu acest montaj cu rezultatele obținute cu cel cu sarcină *Lr*, rezultă clar superioritatea circuitelor monostabile cu formare prin cablu în scurtcircuit.

BIBLIOGRAFIE

[1] GORODETZKI, S. ș.a. *Sur un circuit rapide de mise en forme à seuil réglable utilisant des diodes tunnel.* Nuclear Instruments & Methods, vol. 13 (1961), p. 282—285.

[2] GORODETZKI, S. ș.a. *Circuit de coincidence à diodes tunnel.* Nuclear Instruments & Methods, vol. 14 (1961), p. 205—208.

[3] TĂNĂSESCU, T. *Manual de tuburi și circuite electronice,* vol. II, București, Edit. Academiei R. P. R. (1957), p. 168—202.

[4] * * * *Tunel Diode Manual.* New York, General Electric Companie, 1961.

[5] VAN ZWIK, R. *Circuit discriminateur d'amplitude utilisant des diodes tunnel.* Nuclear Instruments & Methods, vol. 16 (1962), p. 157—162.

Ing. REINHARD PIRINGER

Determinarea numărului optim de etaje la un amplificator de videofrecvență cu cuplaj RC

I. INTRODUCERE

În televiziune, radiolocație, fizică experimentală și în alte domenii de aplicație, este necesară amplificarea unor semnale cuprinzînd un spectru larg de frecvențe, de la frecvențe de ordinul unităților sau zecilor de hertzi pînă la frecvențe de ordinul megahertzilor sau zecilor de megahertzi. Un amplificator destinat amplificării unor asemenea semnale poartă denumirea de amplificator de videofrecvență, amplificator de bandă largă sau amplificator de impulsuri.

Pentru a obține performanțe avantajoase, în asemenea amplificatoare se folosesc de obicei etaje de amplificare corectate (compensate) la frecvențe înalte (uneori și la frecvențe joase). În cele ce urmează, se va trata însă exclusiv amplificatorul cu un număr de etaje identice cu cuplaj RC, aceasta pe de o parte fiindcă un asemenea amplificator nu ridică probleme în ceea ce privește evitarea supracreșterilor în caracteristica de atenuare (de frecvență) și în caracteristica tranzitorie (răspunsul tranzitoriu), ambele caracteristici fiind întotdeauna monotone, iar pe de altă parte pentru că amplificatorul RC cu etaje identice conduce la relațiile cele mai simple și cel mai ușor de interpretat. De altfel, relații corespunzătoare celor deduse mai jos pot fi stabilite și pentru un amplificator cu un număr de etaje identice corectate, numai că trebuie impuse condiții suplimentare.

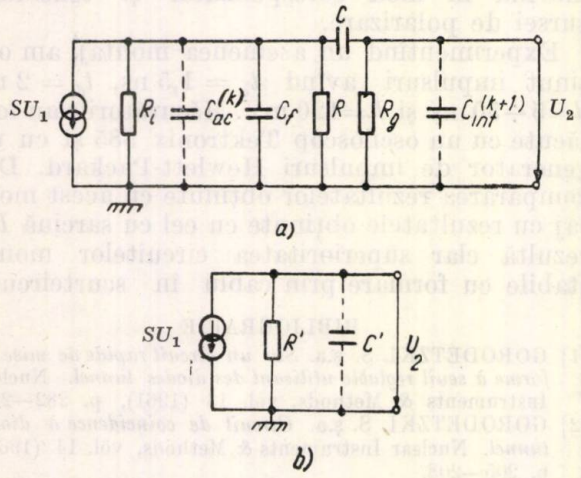


Fig. 2. *Circuitul echivalent al unui etaj al amplificatorului: a) general; b) la frecvențe înalte.*

Se va analiza comportarea amplificatorului numai la frecvențe înalte, unde obținerea unor performanțe foarte bune este limitată de proprietățile tuburilor electronice; la frecvențe joase, pot fi obținute performanțele dorite, folosind capacități de cuplaj și de decuplare suficient de mari și introducînd, eventual, corecții la frecvențe joase.

II. CARACTERISTICA DE ATENUARE A AMPLIFICATORULUI CU n ETAJE IDENTICE

Schema unui amplificator cu n etaje cu cuplaj RC este reprezentată în figura 1, iar circuitul echivalent în curent alternativ al unui etaj oarecare, în figura 2*a*. În acest circuit echivalent, în afară de elementele existente în montajul real și de generatorul de curent SU_1 cu rezistența lui R_i corespunzînd tubului, s-au figurat și capacitățile parazite, compuse din:

— capacitatea de ieșire $C_{ac}^{(k)}$ a etajului studiat (de ordin k);

— capacitatea firelor de conexiune și a diferitelor piese față de masă, C_f; această capacitate este de fapt distribuită, însă ea poate fi considerată cu bună aproximație ca fiind concentrată;

— capacitatea de intrare $C_{int}^{(k+1)}$ în etajul următor (de ordin $k+1$); această capacitate are expresia [1]:

$$C_{int}^{(k+1)} = C_{gc}^{(k+1)} + C_{ga}^{(k+1)}[1 + A^{(k+1)}] \qquad (1)$$

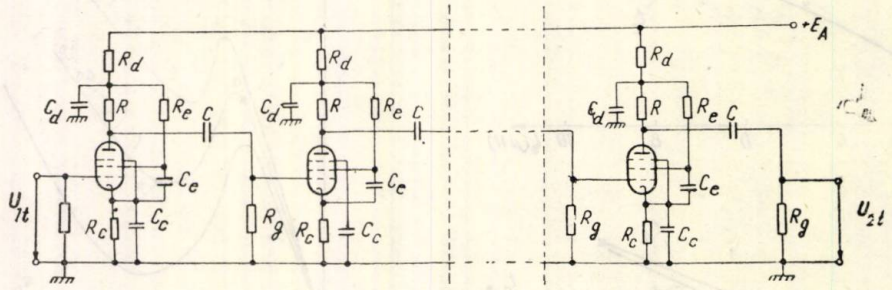


Fig. 1. *Amplificator de videofrecvență cu cuplaj RC cu* n *etaje identice.*

în care $A^{(k+1)}$ este modulul amplificării etajului următor. Toate aceste capacități parazite constituie cauza pentru care amplificarea scade la frecvențe înalte și banda de trecere a etajului este limitată. Pentru a obține o bandă cît mai largă, aceste capacități trebuie reduse la minimum, ceea ce se realizează printr-un montaj cît mai îngrijit (C_f mic) și prin folosirea pentodelor (C_{ga} mic și deci C_{int} mic). Prin folosirea pentodelor, care au o capacitate C_{ga} de cîteva miimi de picofarad, termenul al doilea din expresia (1) devine neglijabil și $C_{int}^{(k+1)}$ se reduce la $C_{gc}^{(k+1)}$.

Circuitul echivalent din figura 2*a* este valabil pentru oricare etaj al amplificatorului, cu excepția ultimului etaj care nu este urmat de un etaj identic. Dar și acest ultim etaj lucrează pe o sarcină care are o capacitate (de exemplu un etaj de putere); pentru uniformitate vom presupune că valoarea acestei capacități este aceeași cu cea a capacității de intrare $C_{int}^{(k+1)}$ într-un etaj oarecare. În această ipoteză, circuitul din figura 2*a* este valabil și pentru ultimul etaj.

Pentru frecvențele înalte, condensatorul C fiind un scurtcircuit, circuitul echivalent poate fi reprezentat sub forma simplă din figura 2*b*, în care:

$$R' = \frac{RR_i R_g}{RR_i + RR_g + R_i R_g}, \qquad (2)$$

$$C' = C_{ac}^{(k)} + C_f + C_{int}^{(k+1)}, \qquad (3)$$

iar pentru pentode,

$$C' \approx C_{ac}^{(k)} + C_{gc}^{(k+1)} + C_f. \qquad (3')$$

Se găseşte imediat [1] că amplificarea are expresia :

$$\mathbf{A} = \frac{\mathbf{U}_2}{\mathbf{U}_1} = \frac{-SR'}{1 + \mathrm{j}\dfrac{f}{f_s}}, \tag{4}$$

iar modulul amplificării relative (caracteristica de atenuare) :

$$\frac{A}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{f}{f_s}\right)^2}}, \tag{5}$$

unde

$$f_s = \frac{1}{2\pi C' R'} \tag{6}$$

este frecvenţa limită superioară a etajului (banda de trecere) la o atenuare de 3 dB (scăderea amplificării la 0,707 din valoarea maximă), iar

$$A_0 = SR' \tag{7}$$

este amplificarea maximă (în modul).

Se observă că produsul dintre amplificarea maximă şi frecvenţa limită de sus, denumit şi produs amplificare-bandă al unui etaj RC necompensat,

$$p = A_0 f_s = \frac{S}{2\pi C'} \tag{8}$$

este o mărime care nu depinde decît de tub (pantă, capacităţile interne ale tubului) şi de faptul cît de îngrijit este executat montajul (cît de mult au putut fi micşorate capacităţile firelor de conexiune, care intră în compunerea lui C'). Acest produs fiind deci independent de elementele montajului, care determină amplificarea şi banda transmisă, constituie o caracteristică pentru un anumit tub şi mai poartă denumirea de *factor de merit al tubului*. În aceste consideraţii s-a presupus, ceea ce practic este aproape întotdeauna cazul, că etajul este urmat de un etaj prevăzut cu un tub identic, aşa că intervin capacităţile de ieşire şi de intrare ale aceluiaşi tub. În diferite manuale [1], [2], [3], se găseşte calculat factorul de merit pentru anumite tuburi folosite în mod curent în amplificatoarele de videofrecvenţă. În aceste calcule s-a aplicat relaţia (3′) şi s-a presupus că C_f are o valoare de aproximativ 9 pF în cazul tuburilor cu soclu obişnuit (6 AC 7 şi 6 AG7) şi de aproximativ 6 pF în cazul tuburilor cu soclu-miniatură (6 AK 5). Valorile sînt date în tabela 1. Aceste valori indicate de constructorii tuburilor de multe ori nu sînt atinse în practică, deoarece capacităţile reale dintre electrozi sînt de aproximativ 1,5 ori mai mari decît cele din catalog. De aceea se recomandă în lucrarea lui A. M. Bonci-Bruevici [3] ca, în locul valorilor din tabela 1, să se ia pentru p valori micşorate cu factorul 0,7—0,8.

Tabela 1

Factorul de merit al unor tuburi folosite în amplificatoarele de videofrecvenţă

Tubul		6 AC 7	6 AG 7	5 AK 5
p	MHz	57	59	66

Din cele arătate rezultă atunci că, în primul rînd, pentru realizarea unui amplificator de videofrecvenţă, la care f_s trebuie să fie de cîţiva megahertzi sau zeci de megahertzi, va trebui ales un tub cu factor de merit mare şi, în al doilea rînd, că chiar în aceste condiţii amplificarea etajului va fi mică, de cîteva unităţi. Mai remarcăm că f_s fiind mare, R' trebuie să fie mic, aşa încît rezistenţa de sarcină anodică R va trebui aleasă de valoare mică ; în consecinţă, $R \ll R_i$ şi $R \ll R_g$, deci $R' \approx R$ şi în calculele practice la amplificatoarele de videofrecvenţă se poate considera astfel R în loc de R'.

Avînd în vedere amplificarea redusă care poate fi obţinută cu un etaj de videofrecvenţă, amplificare ce nu satisface de cele mai multe ori necesităţile, deseori trebuie folosite mai multe etaje în cascadă. Conectînd însă mai multe etaje identice în cascadă, banda de trecere globală va fi mai redusă decît banda de trecere a unui etaj. În consecinţă, fiecare etaj trebuie să aibă o bandă mai mare decît cea impusă, pentru a putea realiza pentru amplificatorul global banda de trecere necesară.

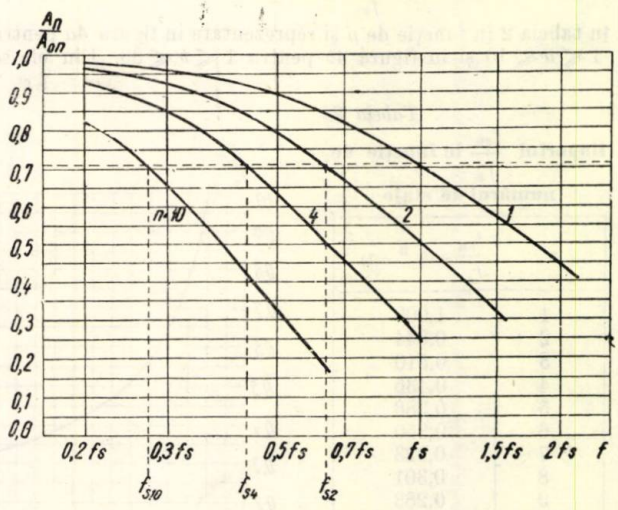


Fig. 3. *Caracteristica de atenuare a unui amplificator RC cu 1, 2, 4 şi 10 etaje identice.*

Etajele amplificatorului fiind identice, există relaţiile evidente :

$$A_n = A^n, \tag{9}$$

$$A_{0n} = A_0^n, \tag{10}$$

în care s-a notat cu A_n amplificarea întregului amplificator cu n etaje la o frecvenţă oarecare şi cu A_{0n} amplificarea globală maximă. Se găseşte imediat cu ajutorul relaţiei (5) amplificarea globală relativă (caracteristica globală de atenuare) :

$$\frac{A_n}{A_{0n}} = \left(\frac{A}{A_0}\right)^n = \frac{1}{\left[1 + \left(\dfrac{f}{f_s}\right)^2\right]^{\frac{n}{2}}}. \tag{11}$$

Această caracteristică globală de atenuare a fost reprezentată în figura 3 pentru amplificatoare cu 1, 2, 4 şi 10 etaje. S-a luat o scară logaritmică pentru frecvenţe.

Datorită atenuării introduse de fiecare etaj, atenuarea globală la o frecvenţă dată este mai mare decît pentru un etaj, banda de trecere se îngustează, iar frecvenţa limită superioară a amplificatorului scade. Relaţia dintre frecvenţa limită superioară f_{sn} a întregului amplificator (banda globală de trecere) şi frecvenţa limită superioară f_s a unui etaj (ambele definite la 3 dB atenuare) rezultă cu uşurinţă punînd în expresia (11) condiţia $\frac{A_n}{A_{0n}} = 0{,}707$. Se găseşte astfel

$$\frac{f_{sn}}{f_s} = (2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}}. \tag{12}$$

Este de remarcat că această expresie este identică cu factorul de amplificare-bandă FAB, definit ca raport între pro-

dusul amplificare pe etaj-bandă totală şi produsul amplificare-bandă al unui etaj [1], [4]:

$$FAB = \frac{A_{0n}^{\frac{1}{n}} f_{sn}}{A_0 f_s} = \frac{f_{sn}}{f_s}. \qquad (13)$$

Valorile raportului $\frac{f_{sn}}{f_s}$ calculate cu relaţia (12) sînt date în tabela 2 în funcţie de n şi reprezentate în figura 4*a* pentru $1 \leqslant n \leqslant 10$ şi în figura 4*b* pentru $1 \leqslant b \leqslant 30$. Din ele se vede că banda de trecere se îngustează rapid cînd numărul de etaje creşte.

Tabela 2

Raportul $\frac{f_{sn}}{f_s}$ în funcţie de numărul de etaje

n	$\frac{f_{sn}}{f_s} = (2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}}$
1	1,000
2	0,644
3	0,510
4	0,435
5	0,386
6	0,350
7	0,323
8	0,301
9	0,283
10	0,268
15	0,217
20	0,188
25	0,168
30	0,152

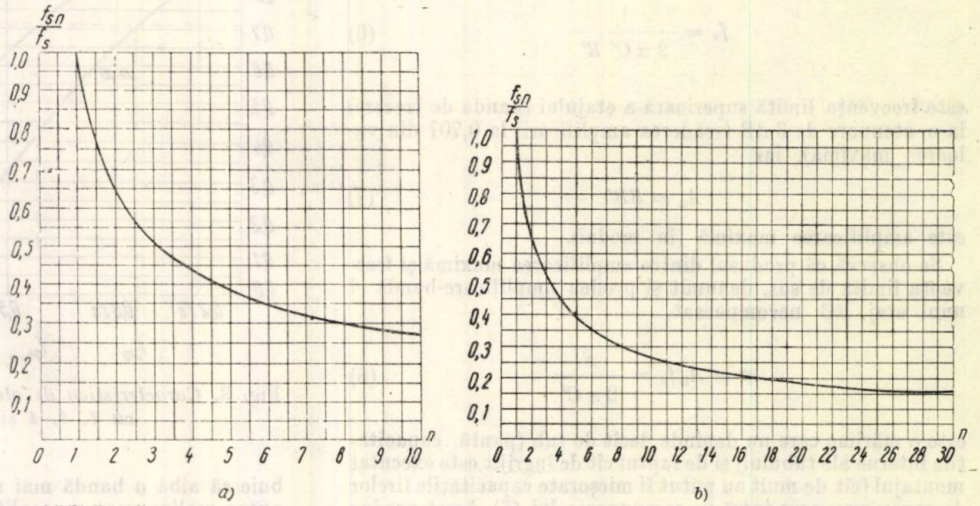


Fig. 4. *Factorul* $FAB = \frac{f_{sn}}{f_s}$ *în funcţie de numărul de etaje*:
a) pentru $1 \leqslant n \leqslant 10$; *b)* pentru $1 \leqslant n \leqslant 30$.

Relaţii de aceeaşi formă se obţin şi pentru amplificatoare de radiofrecvenţă formate din n etaje identice cu circuit acordat derivaţie [1], [4], [5], astfel încît consideraţiile care urmează sînt valabile şi pentru ele.

III. RELAŢIA DINTRE AMPLIFICARE, BANDĂ ŞI NUMĂRUL DE ETAJE

Din expresiile (8), (10) şi (12) se obţine:

$$A_{0n} = \left(\frac{p}{f_{sn}}\right)^n (2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{n}{2}}, \qquad (14)$$

relaţie care dă legătura dintre amplificarea totală A_{0n}, banda globală f_{sn} şi numărul de etaje n (mărimea p fiind o constantă a tubului).

Pentru a realiza banda de trecere globală necesară f_{sn} fiecare etaj trebuie să aibă o bandă f_s mult mai largă, conform relaţiei (12); amplificarea pe etaj va fi atunci redusă [relaţia (8), în care p este o constantă, tubul fiind ales] şi pentru a realiza o amplificare suficientă va fi nevoie de mărirea numărului de etaje. Mărirea lui n atrage însă după sine un factor $\frac{f_{sn}}{f_s}$ mai mic, deci mai defavorabil, aşa încît se poate întîmpla, dacă se impun condiţii prea grele (amplificare şi bandă prea mari), să nu poată fi realizată o anumită amplificare la o bandă f_{sn} dată sau invers.

Se observă că mărirea lui n atrage după sine mărirea lui f_s, scăderea lui A_0 şi deci în anumite condiţii, dacă A_0 scade rapid, $A_{0n} = A_0^n$ poate scădea cînd n creşte peste o anumită valoare. Înseamnă că, în aceste condiţii, există o valoare optimă pentru n care la o bandă f_{sn} dată realizează amplificarea globală maximă şi că nu poate fi obţinută în nici un fel o amplificare mai mare.

Pe de altă parte, dacă se dă amplificarea A_{0n}, mărirea lui n face ca $A_0 = A_{0n}^{\frac{1}{n}}$ să scadă, deci banda f_s a unui etaj să crească [relaţia (8)]; raportul $\frac{f_{sn}}{f_s}$ scade însă cu n [relaţia (12)]. Dacă n depăşeşte o anumită valoare, această scădere poate fi mai rapidă decît creşterea lui f_s, aşa încît f_{sn} să scadă cînd n creşte la A_{0n} dat. Deci, şi în acest caz, urmează că există o valoare optimă pentru n, care la o amplificare A_{0n} dată realizează banda globală maximă şi că nu poate fi obţinută în nici un fel o amplificare mai mare.

Rezultă deci că în proiectarea unui amplificator cu cuplaj RC cu etaje identice, echipate cu un anumit tip de tub ales, trebuie să distingem trei cazuri în vederea determinării numărului de etaje:

— se dau amplificarea şi banda (§IV); dacă ele sînt mari, e posibil să nu poată fi realizate ambele cu tubul ales;

— se dă banda, urmărindu-se amplificarea maximă (§V);

— se dă amplificarea, urmărindu-se banda maximă (§VI).

În cele ce urmează se va arăta metoda de găsire a numărului de etaje pentru fiecare dintre cele trei cazuri. De fiecare dată se va determina şi amplificarea A_0 pe etaj, astfel încît relaţia (7) permite găsirea lui R', iar relaţia (2) găsirea lui R (pentru R_g se ia o valoare curentă). Cu aceasta, proiectarea amplificatorului din punctul de vedere al funcţionării în curent alternativ este încheiată.

IV. DETERMINAREA NUMĂRULUI DE ETAJE CÎND SE DAU AMPLIFICAREA ŞI BANDA

Numărul de etaje se găseşte din relaţia (14), rezolvînd ecuaţia transcendentă în n pe care ea o reprezintă. Rezolvarea se face cel mai comod grafic, scriind relaţia (14) sub forma:

$$\frac{A_{0n}^{\frac{1}{n}}}{\frac{p}{f_{sn}}} = (2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}}. \qquad (15)$$

Membrul stîng al relaţiei poate fi reprezentat cu uşurinţă în funcţie de n, dînd acestuia cîteva valori particulare; membrul

drept al relației se găsește reprezentat în figura 4. Trasînd cele două curbe pe aceeași diagramă, rezultă un punct de intersecție, abscisa căruia indică numărul n care satisface ecuația (15). Numărul de etaje va fi luat egal cu numărul întreg imediat superior, căci A_{0n} crește cu n. Astfel se obține o proiectare acoperitoare (amplificarea realizată va fi ceva mai mare decît cea impusă).

Dacă condițiile impuse sînt prea grele (amplificarea și banda date sînt prea mari pentru tubul ales), cele două curbe din (15) nu se mai intersectează, adică nu există nici un număr de etaje, oricît de mare, care să poată realiza condițiile cerute. În acest caz, fie că se alege un tub cu factor de merit p corespunzător mai mare (dacă există), fie că se renunță la satisfacerea uneia dintre performanțele impuse, realizînd-o doar pe cealaltă și urmărind ca cea la care s-a renunțat să fie maximă, ceea ce se examinează în §V și §VI.

Exemple de calcul

Se consideră proiectarea unui amplificator echipat cu tuburi 6 AK 5 care să realizeze o amplificare de 10 000 cu o bandă de trecere de 1,5 MHz. Se aplică relația (15) reprezentînd în figura 5 curba

$$\frac{\frac{1}{A_{0n}^{n}}}{\frac{p}{f_{sn}}} = \frac{10^{\frac{4}{n}}}{44}$$

și relația (12) (curba din fig. 4*a*) în funcție de n. Punctul de intersecție avînd abscisa $n = 2{,}95$, amplificatorul trebuie realizat cu $n = 3$ etaje, fiecare etaj avînd o bandă

$$f_s = \frac{f_{sn}}{(2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}}} = \frac{1{,}5}{0{,}510} = 2{,}94 \text{ MHz}$$

și o amplificare

$$A_0 = \frac{p}{f_s} = \frac{66}{2{,}94} = 22{,}4.$$

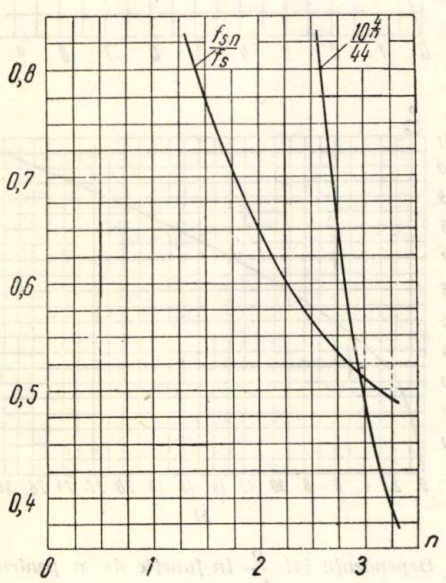


Fig. 5. *Determinarea numărului de etaje ale amplificatorului pentru* $A_{0n} = 10\,000$ *și* $\frac{p}{f_{sn}} = 44$.

Amplificarea totală realizată este :

$$A_{0n} = A_0^n = 11\,239,$$

deci ceva mai mare (acoperitoare) față de valoarea impusă. În acest exemplu, banda impusă fiind mică și amplificarea nu prea mare, sînt suficiente doar trei etaje.

Se consideră acum proiectarea unui amplificator echipat cu tuburi 6 AC 7, care să realizeze o amplificare de 100 cu o

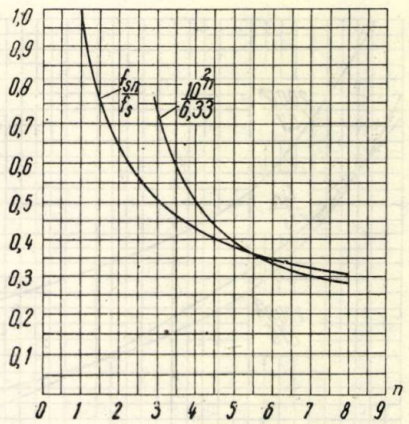


Fig. 6. *Determinarea numărului de etaje ale amplificatorului pentru* $A_{0n} = 100$ *și* $\frac{p}{f_{sn}} = 6{,}33$.

bandă largă, de 9 MHz. Se trasează în figura 6 conform relației (15) variația lui

$$\frac{\frac{1}{A_{0n}^{n}}}{\frac{p}{f_{sn}}} = \frac{10^{\frac{2}{n}}}{6{,}33}$$

și relația (12) (curba din figura 4*a*) în funcție de n. Abscisa punctului de intersecție a acestor două curbe, $n = 5{,}4$, determină numărul de etaje $n = 6$ (valoarea întreagă imediat superioară). Banda unui etaj este :

$$f_s = \frac{f_{sn}}{(2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}}} = \frac{9}{0{,}350} = 25{,}7 \text{ MHz},$$

amplificarea unui etaj :

$$A_0 = \frac{p}{f_s} = \frac{57}{25{,}7} = 2{,}22,$$

iar amplificarea totală

$$A_{0n} = A_0^n = 2{,}22^6 = 120,$$

deci acoperitoare.

Luînd în mod greșit pentru n valoarea întreagă cea mai apropiată, $n = 5$, rezultă :

$$f_s = \frac{f_{sn}}{(2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}}} = \frac{9}{0{,}386} = 23{,}3 \text{ MHz},$$

$$A_0 = \frac{p}{f_s} = \frac{57}{23{,}3} = 2{,}44,$$

$$A_{0n} = A_0^n = 2{,}44^5 = 86,$$

adică, după cum era de așteptat, nu se obține amplificarea impusă, de 100.

Dacă A_{0n} și f_{sn} date sînt prea mari, este posibil ca amplificatorul să nu poată fi realizat cu tubul ales. În acest sens, se consideră proiectarea unui amplificator cu etaje identice RC echipate cu tuburi 6 AC 7, care să realizeze o amplificare de 2 000 și o bandă de 8,5 MHz. Va trebui încercată rezol-

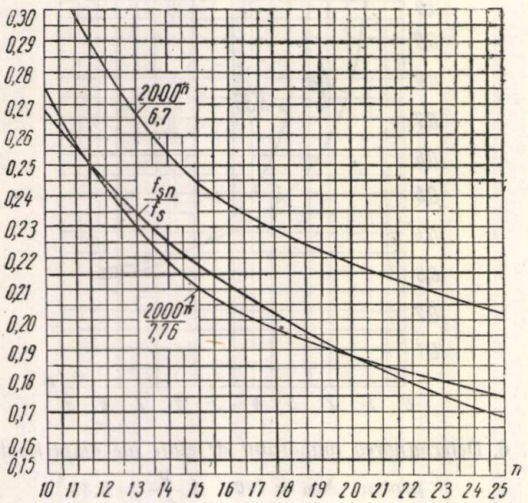


Fig. 7. *Determinarea numărului de etaje pentru* $A_{0n} = 2\,000$ *și* $\frac{p}{f_{sn}} = 7{,}76$.

varea grafică a ecuației (15). Pentru aceasta, s-a trasat în figura 7 relația:

$$\frac{A_{0n}^{\frac{1}{n}}}{\frac{p}{f_{sn}}} = \frac{2\,000^{\frac{1}{n}}}{6{,}7}$$

și relația (12) (curba din fig. 4*b*). Cele două curbe nu se intersectează, ceea ce arată că amplificatorul nu poate fi realizat în condițiile impuse. Chiar dacă aceste curbe ar fi trasate și pentru $n > 25$, ele tot nu s-ar intersecta, deoarece se observă că ele se apropie pentru $n = 15$, iar apoi se depărtează din nou pentru $n > 15$.

Pentru a realiza totuși amplificatorul, există posibilitatea alegerii unui tub cu factor de merit mai mare, de exemplu tubul 6 AK 5, cu $p = 66$ MHz.

Relația (15) se transformă în acest caz în:

$$\frac{A_{0n}^{\frac{1}{n}}}{\frac{p}{f_{sn}}} = \frac{2\,000^{\frac{1}{n}}}{7{,}76}$$

trasată de asemenea în figura 7. Această curbă intersectează curba $\frac{f_{sn}}{f_s}$ în două puncte, de abscisă $n = 11{,}4$ și $n = 20$. Evident că amplificatorul va fi realizat cu n mai mic, întregul imediat superior fiind $n = 12$. Rezultă:

$$f_s = \frac{f_{sn}}{(2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}}} = \frac{8{,}5}{0{,}244} = 34{,}8 \text{ MHz},$$

$$A_0 = \frac{p}{f_s} = \frac{66}{34{,}8} = 1{,}9,$$

$$A_{0n} = A_0^n = 1{,}9^{12} = 2\,200,$$

adică se obține o amplificare acoperitoare.

V. DETERMINAREA NUMĂRULUI OPTIM DE ETAJE CÎND SE DĂ BANDA, URMĂRINDU-SE AMPLIFICAREA MAXIMĂ

Relația (14) permite rezolvarea acestei probleme, căci A_{0n} este o funcție de n care are un maxim pentru

$$\frac{\partial A_{0n}}{\partial n} = 0, \tag{16}$$

f_{sn} fiind o constantă dată.

Relația (16) conduce la ecuația transcendentă

$$\ln \frac{p}{f_{sn}} = \frac{1}{2}\left[\frac{2^{\frac{1}{n}}}{2^{\frac{1}{n}} - 1} \ln 2^{\frac{1}{n}} - \ln (2^{\frac{1}{n}} - 1)\right] \tag{17}$$

sau, prin înmulțire cu $M = \log e$, la forma mai comodă pentru calcul, deoarece folosește logaritmii zecimali:

$$\log \frac{p}{f_{sn}} = \frac{1}{2}\left[\frac{2^{\frac{1}{n}}}{2^{\frac{1}{n}} - 1} \log 2^{\frac{1}{n}} - \log (2^{\frac{1}{n}} - 1)\right]. \tag{17'}$$

Această ecuație transcendentă poate fi rezolvată grafic, obținîndu-se pentru $1 \leqslant n \leqslant 10$ curba din figura 8*a* și

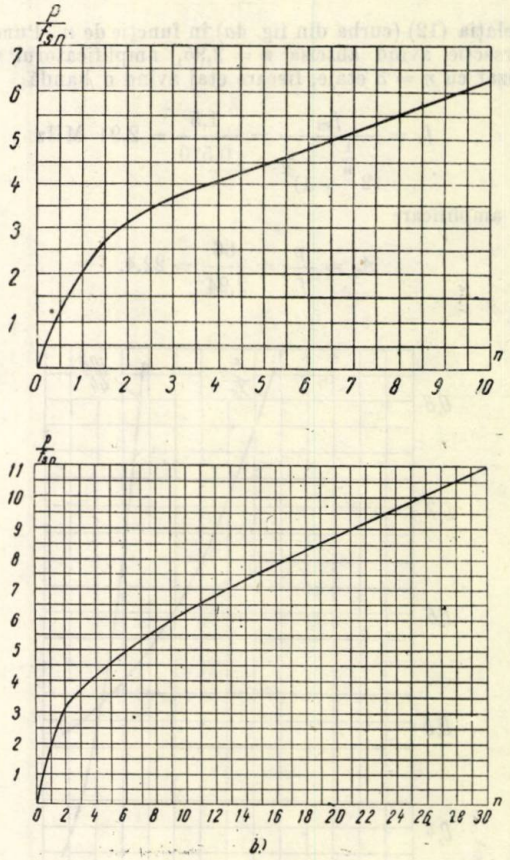


Fig. 8. *Dependența lui* $\frac{p}{f_{sn}}$ *în funcție de* n *pentru determinarea numărului optim de etaje:*
a) pentru $1 \leqslant n \leqslant 10$: *b)* pentru $1 \leqslant n \leqslant 30$

pentru $1 \leqslant n \leqslant 30$ curba din figura 8*b*. Banda totală f_{sn} fiind impusă, din curbă rezultă pentru $\frac{p}{f_{sn}}$ dat o anumită valoare n_{opt}, în general fracționară, care realizează maximul

amplificării A_{0n}. Cum numărul de etaje trebuie să fie întreg, se va lua pentru n valoarea întreagă cea mai apropiată, avînd în vedere că este de dorit o funcţionare cît mai apropiată de maxim. Introducînd acest n în relaţia (14) se determină amplificarea corespunzătoare.

Aceste relaţii şi curbe sînt utile atunci cînd $\frac{p}{f_{sn}}$ nu este prea mare (pînă la 10), adică atunci cînd banda impusă f_{sn} este mare faţă de factorul de merit al tubului. Dacă $\frac{p}{f_{sn}}$ este mare (caz examinat în § IV), de obicei nu este necesar să se lucreze cu A_{0n} maxim, care ar conduce la o amplificare foarte mare şi la un număr mare de etaje. La $\frac{p}{f_{sn}} = 10$ corespunde $n_{opt} \approx 25$ şi $A_{0n\,max} = 105\,000$.

Exemplu de calcul

Se consideră proiectarea unui amplificator cu etaje identice RC echipate cu tubul 6 AC 7, care să realizeze o bandă globală la 3 dB de 9 MHz. Proiectarea se cere să se facă astfel, încît să se realizeze amplificarea maximă. Pentru a afla numărul de etaje corespunzător, se calculează

$$\frac{p}{f_{sn}} = \frac{57}{9} = 6{,}33,$$

pentru care se găseşte cu relaţia (17′) sau din figura 8*b*

$$n_{opt} = 10{,}35,$$

deci se va lua $n = 10$.

Se calculează:

$$f_s = \frac{f_{sn}}{(2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}}} = \frac{9}{0{,}268} = 33{,}6 \text{ MHz},$$

$$A_0 = \frac{p}{f_s} = \frac{57}{33{,}6} = 1{,}696,$$

$$A_{0n} = A_0^n = 1{,}696^{10} = 198.$$

Luînd în mod greşit pentru n valoarea întreagă imediat superioară $n = 11$, se obţine:

$$f_s = \frac{f_{sn}}{(2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}}} = \frac{9}{0{,}255} = 35{,}3 \text{ MHz},$$

$$A_0 = \frac{p}{f_s} = \frac{57}{35{,}3} = 1{,}615,$$

$$A_{0n} = A_0^n = 1{,}615^{11} = 195,$$

adică cu toate că a fost mărit numărul de etaje, amplificarea globală a scăzut.

Deci în condiţiile impuse este absolut imposibil de realizat o amplificare totală mai mare decît 198; fie că s-ar mări, fie că s-ar micşora numărul de etaje, amplificarea globală va fi mai mică. Numai schimbînd tubul sau corectînd montajul la înaltă frecvenţă se poate obţine o amplificare mai mare pentru banda globală impusă. Este de remarcat că fiecare etaj are o bandă foarte mare, 33,6 MHz, iar amplificarea unui etaj este foarte mică, doar 1,696.

Relaţia (17′) mai poate fi folosită şi pentru verificarea realizabilităţii unui amplificator cu anumite date iniţiale. Astfel, în ultimul exemplu de calcul din § IV (tubul folosit fiind 6AC7), dacă se aplică pentru $\frac{p}{f_{sn}} = 6{,}7$ relaţia (17′) (fig. 8*b*), rezultă o valoare $n_{opt} = 11{,}8$, deci amplificarea maximă se obţine cu numărul întreg cel mai apropiat $n = 12$ etaje. Se calculează:

$$f_s = \frac{f_{sn}}{(2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}}} = \frac{8{,}5}{0{,}244} = 34{,}8 \text{ MHz},$$

$$A_0 = \frac{p}{f_s} = \frac{57}{34{,}8} = 1{,}64,$$

$$A_{0n\,max} = A_0^n = 1{,}64^{12} = 380,$$

adică nu poate fi realizată amplificarea impusă de 2 000.

Din contră, cu tubul 6 AK 5 amplificatorul este realizabil, deoarece pentru $\frac{p}{f_{sn}} = 7{,}76$ se găseşte din figura 8*b* [bazată pe relaţia (17′)] o valoare $n_{opt} = 15{,}9$, deci $n = 16$, pentru care:

$$f_s = \frac{f_{sn}}{(2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}}} = \frac{8{,}5}{0{,}210} = 40{,}5 \text{ MHz},$$

$$A_0 = \frac{p}{f_s} = \frac{66}{40{,}5} = 1{,}63,$$

$$A_{0n\,max} = A_0^n = 1{,}63^{16} = 2\,500,$$

astfel încît amplificarea $A_{0n} = 2\,000$, mai mică decît $A_{0n\,max}$, poate fi realizată.

VI. DETERMINAREA NUMĂRULUI OPTIM DE ETAJE CÎND SE DĂ AMPLIFICAREA, URMĂRINDU-SE BANDA MAXIMĂ

În unele cazuri practice se impune însă şi condiţia inversă faţă de cea examinată în § V: amplificarea totală necesară A_{0n} fiind dată, să se determine banda globală maximă şi numărul de etaje corespunzător.

În acest scop se modifică relaţia (14) sub forma:

$$f_{sn} = p\, A_{0n}^{-\frac{1}{n}} (2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}}. \tag{18}$$

Pentru a găsi maximul lui f_{sn} calculăm în (18)

$$\frac{\partial f_{sn}}{\partial n} = 0, \tag{19}$$

avînd în vedere că p şi A_{0n} sînt aci constante date.

Efectuînd calculele, relaţia (19) conduce la:

$$n_{opt} = \frac{\ln 2}{\ln \ln A_{0n} - \ln (\ln A_{0n} - \ln \sqrt{2})} \tag{20}$$

sau, prin înmulţire la numărător şi la numitor cu $M = \log e$, la forma mai comodă, cu logaritmi zecimali:

$$n_{opt} = \frac{\log 2}{\log \log A_{0n} - \log (\log A_{0n} - \log \sqrt{2})}. \tag{20′}$$

Deoarece A_{0n} este dat, relaţia (20′) determină o valoare n_{opt}, în general fracţionară, care realizează banda de trecere maximă. Fiind indicat ca funcţionarea să aibă loc cît mai aproape de maximum (chiar la maximum funcţionarea nu este posibilă, fiindcă numărul de etaje nu poate fi fracţionar), se va alege ca număr de etaje n, la fel ca în cazul relaţiei (17′), valoarea întreagă cea mai apropiată de n_{opt}. Numărul n introdus în (18) dă banda globală maximă ce se poate obţine. Se observă că n_{opt} depinde exclusiv de A_{0n}, nu şi de p; doar $f_{sn\,max}$ depinde de p, fiind proporţional cu acesta, cum se vede din relaţia (18).

Exemplu de calcul

Se consideră proiectarea unui amplificator cu etaje identice RC, care să realizeze amplificarea de 2 000 şi o bandă de trecere cît mai largă. Relaţia (20′) dă:

$$n_{opt} = \frac{\log 2}{\log\log 2\,000 - \log(\log 2\,000 - \log\sqrt{2})} = 14{,}8;$$

se va lua valoarea întreagă cea mai apropiată, $n = 15$. Un etaj va avea amplificarea:

$$A_0 = A_{0n}^{\frac{1}{n}} = 2\,000^{\frac{1}{15}} = 1{,}66,$$

iar din relaţia (14) se obţine:

$$\frac{p}{f_{sn}} = A_{0n}^{\frac{1}{n}}\left(2^{\frac{1}{n}} - 1\right)^{-\frac{1}{2}} = \frac{A_0}{\left(2^{\frac{1}{n}} - 1\right)^{\frac{1}{2}}} = \frac{1{,}66}{0{,}217} = 7{,}65.$$

Aceste rezultate sînt valabile, indiferent care ar fi tubul folosit. Presupunînd că amplificatorul va fi echipat cu tuburi 6 AC 7, banda de trecere maxim realizabilă va fi:

$$f_{sn\,max} = \frac{p}{7{,}65} = \frac{57}{7{,}65} = 7{,}45 \text{ MHz}$$

şi, în condiţiile date, nu există nici o posibilitate de a obţine o bandă de trecere mai largă.

Relaţia (20′) poate fi folosită, de asemenea, pentru verificarea realizabilităţii unui amplificator cu anumite date iniţiale. Considerînd tot ultimul exemplu de calcul din § IV, se observă direct că amplificatorul nu poate fi realizat, deoarece ultimul rezultat găsit mai sus în aceleaşi condiţii (tub 6 AC 7, A_{0n}=2 000) indică o bandă maximă de 7,45 MHz, deci banda de 8,5 MHz, impusă în exemplul din § IV, nu poate fi realizată.

Din contră, cu tubul 6 AK 5 amplificatorul poate fi realizat, fiindcă la $A_{0n} = 2\,000$ s-a găsit cu relaţia (20′) $\frac{p}{f_{sn}} = 7{,}65$, deci banda maximă este:

$$f_{sn\,max} = \frac{p}{7{,}65} = \frac{66}{7{,}65} = 8{,}62 \text{ MHz},$$

mai mare decît valoarea de 8,5 MHz impusă în exemplul din § IV, deci amplificatorul este realizabil.

VII. ECHIVALENŢA DINTRE RELAŢIILE DIN § V ŞI § VI

Este de remarcat că relaţiile (17) şi (20) respectiv (17′) şi (20′) sînt echivalente între ele, adică impunînd f_{sn}, rezultă din (17) un anumit n_{opt} care prin intermediul lui (14) conduce la un $A_{0n\,max}$. Impunînd acum acest $A_{0n\,max}$, rezultă din (20) acelaşi n_{opt} care, evident, conduce la acelaşi f_{sn} iniţial, cum era de aşteptat. Cele de mai sus se verifică cu uşurinţă, căci eliminînd pe f_{sn} între relaţiile (14) şi (17) se obţine relaţia (20). Este natural să existe această echivalenţă, deoarece atît relaţia (17) cît şi relaţia (20) rezultă din relaţia (14) scrisă în mod corespunzător [sub forma (14) sau (18)], prin anularea derivatei în raport cu n. Analiza arată că în acest caz trebuie să existe echivalenţă între relaţii.

VIII. O PROPRIETATE ASIMPTOTICĂ A RELAŢIILOR

Este demnă de relevat o proprietate asimptotică a relaţiilor stabilite mai sus. În exemplele date se observă că valoarea optimă a amplificării pe etaj scade cu numărul etajelor. Apare atunci întrebarea, dacă această valoare nu tinde asimptotic către o limită cînd numărul de etaje este foarte mare (teoretic, cînd n tinde către infinit). Practic, această valoare asimptotică înseamnă că atunci cînd se dă $\frac{p}{f_{sn}}$ foarte mare sau $A_{0n\,max}$ foarte mare şi se urmăreşte realizarea amplificatorului optim (adică obţinerea lui $A_{0n\,max}$ în primul caz şi a lui $f_{sn\,max}$ în al doilea caz), un etaj trebuie să aibă o amplificare practic egală cu limita asimptotică.

Valoarea limită asimptotică a amplificării optime pe etaj se găseşte avînd în vedere că $A_0 = A_{0n}^{\frac{1}{n}}$ şi eliminînd între relaţiile (15) şi (17) pe $\frac{p}{f_{sn}}$ sau rezolvînd relaţia (20) în raport cu A_{0n} şi deci cu A_0. Pe oricare dintre cele două căi se obţine acelaşi rezultat, ceea ce demonstrează tocmai echivalenţa menţionată în § VII între relaţiile (17) şi (20).
Se obţine:

$$\ln A_0 = \frac{2^{\frac{1}{n}}\ln\sqrt{2}}{n\left(2^{\frac{1}{n}} - 1\right)} = \frac{1}{2}\cdot\frac{2^{\frac{1}{n}}}{2^{\frac{1}{n}} - 1}\ln 2^{\frac{1}{n}}. \qquad (21)$$

Trecînd la limită rezultă, după înlăturarea nedeterminării prin aplicarea succesivă a teoremei lui Hôpital:

$$\lim_{n\to\infty}[\ln A_0] = \frac{1}{2} \qquad (22)$$

şi deci valoarea asimptotică a amplificării optime pe etaj este

$$A_{0\,\lim} = \lim_{n\to\infty} A_0 = e^{\frac{1}{2}} = 1{,}649. \qquad (23)$$

Se observă din exemplele calculate că deja de la $n = 10$ (la care $A_{0\,opt}$=1,696), amplificarea optimă pe etaj se apropie de valoarea asimptotică; la $n = 15$ obţinîndu-se o valoare foarte apropiată (1,66). Valorile $A_0 = 1{,}64$ şi $A_0 = 1{,}63$ obţinute pentru $n = 12$ şi, respectiv, 16 etaje se datoresc rotunjirilor în sus făcute pentru valoarea lui n în aceste cazuri (faţă de 11,8 şi, respectiv, 15,9). Dacă nu s-ar fi făcut aceste rotunjiri (ceea ce în practică este imposibil, căci n trebuie să fie întreg), A_0 ar fi rezultat tot apropiat, dar mai mare decît $A_{0\,\lim}$ şi ar fi tins doar pentru $n = \infty$ la valoarea dată de relaţia (23).

În [5] se stabileşte de asemenea valoarea $A_0 = \sqrt{e}$ (pentru amplificatoarele de radiofrecvenţă), însă nu ca valoare asimptotică, ci ca valoare valabilă pentru orice n. Acest rezultat, obţinut în urma limitării dezvoltării în serie a lui $2^{\frac{1}{n}}$ la primii doi termeni, corespunde riguros numai pentru $n\to\infty$, constituind în rest doar o aproximare cu atît mai bună cu cît n este mai mare.

IX. CONCLUZII

Metodele de proiectare expuse mai sus permit determinare numărului de etaje identice ale amplificatorului cu cupla RC în diferite situaţii care se pot întîlni în practică. Determinarea lui n se face direct, grafic sau analitic, fără a fi nevoie de încercări succesive, ceea ce constituie un avantaj important al metodelor expuse. De asemenea, relaţiile stabilite pentru metodele de proiectare indică limpede limitările existente.

Analiza relaţiilor arată că posibilităţile de a obţine cu etaje identice RC o amplificare şi o bandă mari sînt limitate. În cazul în care nu este posibil de realizat amplificatorul cu performanţele impuse, chiar folosind tipul de tub disponibil cu factorul de merit cel mai mare, soluţia constă fie în utilizarea montajelor corectate la frecvenţe înalte care au un produs amplificare-bandă mai mare (soluţie cel mai deseori adoptată), fie în realizarea unui amplificator principial diferit, amplificatorul cu amplificare distribuită [3].

BIBLIOGRAFIE

[1] TĂNĂSESCU, T. *Manual de tuburi şi circuite electronice*, vol. I, II, III. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1955, 1957.

[2] LURIE, O. B. *Amplificatoare de videofrecvenţă*. Bucureşti, Editura tehnică, 1959.

[3] BONCI-BRUEVICI, A. M. *Folosirea tuburilor electronice în fizica experimentală*. Bucureşti, Editura tehnică, 1958.

[4] CARTIANU, GH. *Bazele radiotehnicii*, Bucureşti, Editura de stat didactică şi pedagogică, 1962.

[5] VALLEY, G. E., WALLMAN, H. *Vacuum Tube Amplifiers*, New York, McGraw-Hill, 1948.

[6] SEELY, S. *Electronic Engineering*, New York, McGraw-Hill, 1956.

Ing. RODICA MIRCEA

Tehnologia de fabricație a antenelor de ferită

Realizarea materialelor feromagnetice cu rezistivitate electrică mare a permis introducerea lor în tehnica frecvențelor înalte. Rezistivitatea mare conduce la pierderi mici prin curenți turbionari. Cele mai multe dintre aceste materiale sînt compuși ai oxidului de fier cu diverși alți oxizi; ele se numesc ferite și, în general, sînt soluții solide a două sau mai multe ferite. Feritele mixte sînt compuși de forma:

$$M'_x M''_{1-x} Fe_2O_4,$$

în care M poate fi unul din metalele: Mn, Fe, Cu, Ni, Co, Mg, Zn și care cristalizează în sistemul cubic.

Existența materialelor feromagnetice a dus la fabricarea unor noi piese de radio, cu caracteristici superioare. Printre acestea se enumeră și antenele de ferită. Larga răspîndire a antenelor de ferită se datorește unor anumite considerente, ca:

— dimensiuni reduse;
— factor de calitate ridicat;
— directivitate;
— sensibilitate redusă la paraziți.

Se știe că însușirile corpurilor magnetice depind în mare măsură de forma lor. Antenele de ferită au forma unor bare cu lungimea de 140—180 mm și cu circuit magnetic deschis. În această situație, permeabilitatea depinde de raportul dintre lungime și suprafața secțiunii mie-

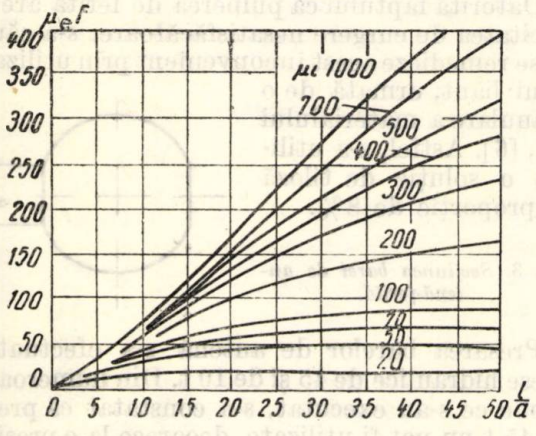


Fig. 1. *Variația permeabilității efective funcție de raportul* $\frac{l}{d}$.

zului. Calculul permeabilității efective se poate face utilizînd fie curbe experimentale care dau variația permeabilității funcție de forma miezului (fig. 1), fie formule empirice — ca, spre exemplu, formula următoare — cu care se obțin rezultate satisfăcătoare [1,] [2], [5]:

$$\mu_{ef} = \frac{\mu_0}{l + 0{,}84 \frac{d^{1,7}}{l} (\mu_0 - 1)},$$

unde:

d este diametrul barei;
l — lungimea barei;
μ_0 — permeabilitatea inițială.

Antena de ferită este formată dintr-o bară de ferită cu bobina respectivă. Parametrii caracteristici ai antenelor de ferită, în afară de permeabilitatea efectivă, sînt [1], [3]:

— permeabilitatea aparentă μ_a, care reprezintă inductanța bobinei cu miez și inductanța bobinei fără miez:

$$\mu_a = \frac{L}{L_0};$$

— factorul de calitate, care reprezintă raportul dintre reactanța inductivă a bobinei și rezistența echivalentă a pierderilor în bobină:

$$Q_1 = \frac{2\pi f L}{R_L + R_M},$$

unde:

R_L este rezistența înfășurării;
R_M — rezistența corespunzătoare pierderilor în materialul magnetic;

— eficacitatea antenei: produsul $h \cdot Q_1$, unde h este înălțimea efectivă, iar Q_1 factorul de calitate; înălțimea efectivă depinde de numărul de spire ale bobinei, de suprafața spirei, de permeabilitatea și de forma miezului de ferită, ca și de modul de așezare a bobinei pe miez.

Înălțimea efectivă h se calculează cu ajutorul relației [1]:

$$h = \frac{2\pi n S \mu_{ef}}{\lambda} mp,$$

unde:

n este numărul de spire;
S — secțiunea (cm^2);
μ_{ef} — permeabilitatea efectivă;
m, p — coeficienți ce depind de forma bobinei și de locul bobinei pe bară și care se determină cu ajutorul unor grafice.

Acești parametri depind unii de alții, așa că pentru a obține o eficacitate cît mai mare trebuie să se țină seamă de aceasta. Astfel, creșterea permeabilității efective duce la scăderea factorului de calitate, iar numărul de spire este limitat de inductanța bobinei. Forma secțiunii bobinei influențează parametrii în mai mică măsură decît raportul diametru/lungime. Antenele de ferită pot avea secțiunea circulară, dreptunghiulară, inelară sau un poligon regulat, însă,

în calculul permeabilității efective, toate tipurile de secțiuni se reduc la secțiunea circulară echivalentă [1].

Alegerea calității feritei depinde de destinația și de frecvența de lucru. Pentru frecvențe joase se

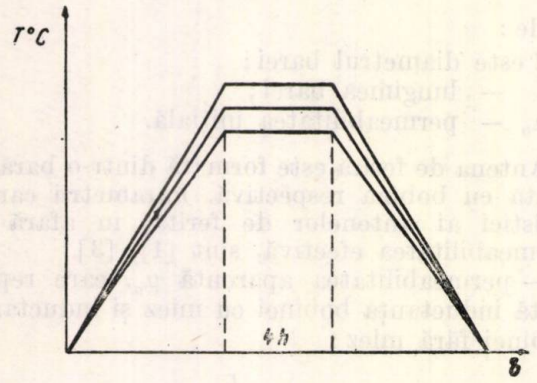


Fig. 2. *Diagrama de presinterizare.*

utilizează ferite cu permeabilitatea inițială ridicată (200—500), iar pentru frecvențe superioare, ferite cu permeabilitate inițială mică.

În linii mari, procesul tehnologic pentru obținerea barelor de antenă de ferită este următorul* :

Dozare-omogenizare	Control
↓	↑
Filtrare	Sinterizare
↓	↑
Uscare	Uscare
↓	↑
Presinterizare	Presare
↓	↑
Măcinare	Amestecare cu liant
↓	↑
Filtrare ——————→	Uscare

Parametrii care s-au urmărit în timpul experimentărilor și care sînt cei mai importanți au fost :

— stabilirea rețetei pentru realizarea performanțelor ;

— temperatura optimă de presinterizare ;

— temperatura optimă de sinterizare ;

— modul de formare a pieselor (extrudere, presare).

Pentru stabilirea rețetei s-au utilizat compozițiile indicate în tabela 1.

Tabela 1

Compozițiile utilizate pentru obținerea barelor de antenă

Materialul	Fe_2O_3 % mol	NiO % mol	ZnO % mol	MnO % mol	CuO % mol
N-I	48	42	10	—	—
C-II	55,5	15,5	25	3	
E-III	55,5	16	24,5	3	1

Ca materii prime s-au utilizat :

— oxid de fier, proveniență Orăștie, cu un conținut de $Fe_2O_3 = 96{,}2\%$;

— oxid de fier, proveniență Dealul-Spirei, cu un conținut de $Fe_2O_3 = 98{,}5\%$;

— carbonat de nichel, proveniență „Reactivul", cu un conținut de $NiO = 59{,}67\%$;

— oxid de zinc, proveniență „13 Septembrie", cu un conținut de $ZnO = 98{,}17\%$;

— carbonat de mangan, proveniență „Reactivul", cu un conținut de $MnO = 58{,}6\%$.

Materiile prime, indicate mai sus, au fost dozate, conform rețetelor stabilite, în mori cu bile. Pentru a se executa o omogenizare perfectă, această operație s-a executat în mediu umed, cu apă.

Raportul material : apă : bile a fost de 1 : 1 : 1,2, iar timpul de omogenizare la toate probele a fost de 24 de ore. Materialul filtrat și uscat a fost introdus la presinterizat. Operația de presinterizare s-a executat în cuptoare-cameră la diverse temperaturi, cu un palier de patru ore, după diagrama din figura 2.

S-a constatat că pentru probele C-II și E-III temperatura indicată pentru presinterizare este de 1 000 °C, iar pentru proba N-I, de 900 °C.

Materialul presinterizat a fost măcinat în mediu umed, timp de 48 de ore.

Din materialul astfel preparat s-au executat bare de antene extruse și presate.

Pentru obținerea barelor de antenă extruse, materialul a fost amestecat cu soluție de tiloză (trimetilceluloză) în proporție de 27% și omogenizat foarte bine pe valțuri. Extruderea barelor s-a efectuat pe o mașină de extrudere hidraulică** . Fiind o mașină improvizată, barele rezultau ondulate, de aceea în experimentările ulterioare s-a renunțat la acest sistem de obținere a barelor.

Utilajele adecvate pentru obținerea barelor de antenă sînt vacuumpresele, utilaje ce realizează în același timp și dezaerarea materialului.

Datorită faptului că pulberea de ferită are capacitatea de curgere nesatisfăcătoare, s-a căutat să se remedieze acest inconvenient prin utilizarea unui liant, urmată de o granulare a materialului [4], [6]. Astfel, s-a utilizat o soluție de tiloză în proporție de 8%.

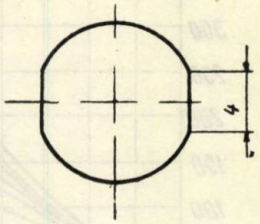


Fig. 3. *Secțiunea barei de antenă-ferită.*

Presarea barelor de antenă s-a efectuat pe prese hidraulice de 45 și de 10 t. Din numeroasele probe ce s-au executat, s-a constatat că presele de 45 t nu pot fi utilizate, deoarece la o presiune ridicată de 3—4 tf/cm^2 rezultau bare de antenă stratificate. Presiunea optimă este de 0,8—1,2 tf/cm^2. Secțiunea pieselor obținute prin presare este indicată în figura 3.

* Procesul tehnologic pentru materialul E-III a fost stabilit de I.C.T.Tc.

** Lucrările s-au executat în atelierul de ferite moi al uzinelor „Electronica".

Barele de antenă au fost supuse tratamentului termic final, sinterizării, în capsule ceramice, sub un strat gros de alumină (Al_2O_3). Operația de sinterizare este indicat să se execute fie în tuburi ceramice, închise la capete, fie pe suporturi ceramice sub formă de plăci cu canale.

S-au executat sinterizări la diverse temperaturi, trăgîndu-se concluzia că cea mai indicată sinterizare este aceea executată după o diagramă ca în figura 4 pentru barele executate din material E-III și ca aceea din figura 5, pentru barele din material N-I.

S-a făcut un palier la 300 °C pentru eliminarea liantului, apoi un palier de 2 h la 1 200 °C, și altul de 1/2 h la 1 250 °C. Răcirea pieselor s-a executat lent în cuptor. Tot tratamentul s-a executat în atmosferă normală, nefiind nevoie de precauții speciale.

În sinterizările efectuate s-a urmărit să se determine influența cuptoarelor asupra procesului de sinterizare. Această operație s-a executat în cuptoare-cameră și s-a constatat că cele mai indicate sînt cuptoarele cu secțiune mică, deoarece au temperatura uniformă. Este absolut obligatoriu ca temperatura cuptoarelor să fie uniformă, deoarece neuniformitatea temperaturii atrage neuniformitatea performanțelor magnetice ale pieselor. Acest lucru s-a constatat la un tratament termic ce s-a executat într-un cuptor-cameră tip Kels, cu dimensiunile de 1 500 × 1 000 × 1 000 mm. O dată cu introducerea în cuptor a capsulelor cu piese, s-au introdus și conuri Seger în diverse puncte.

S-a constatat că temperatura în cuptor variază în diverse puncte cu circa 100°, iar parametrii antenelor au variat cu circa 20% în raport cu temperatura. Literatura de specialitate indică o abatere a temperaturii de ±5° [9].

Rețeta cea mai indicată pentru barele de antenă utilizate la frecvențe joase (1—2 MHz) este E-III, iar pentru frecvențe superioare (20—30 MHz) este N-I.

Caracteristicile materialelor N-I și E-III utilizate la obținerea barelor de antenă sînt indicate în tabela 2. Se dau spre comparație caracteristicile materialelor H 20, utilizate de firma „Cofelec"-Franța [7] și N 200 [8] folosite în R.P. Ungară.

Tabela 2

Parametrii materialelor feromagnetice utilizate la obținerea barelor de antenă

Materialul	μ_0	$\frac{tg\,\delta}{\mu_0} 10^{+6}$	$T_{k\mu_0} 10^4$ $\frac{1}{°C}$	$T_{k\mu_0/\mu_0} \cdot 10^6$ $\frac{1}{°C}$
N-I	20±20%	20	—	16
E-III	300±20%	38,5	28	10,5
H 20	200±20%	—	—	12
N 200	200±20%	<100	—	—

După stabilirea tuturor parametrilor tehnologici, s-a trecut la verificarea reproductibilității. Pentru aceasta, s-au executat zece șarje a 4 kg material. Rezultatele măsurătorilor sînt indicate în tabela 3 în comparație cu rezultatele obținute cu bare din material N 200 folosite în R.P.U.

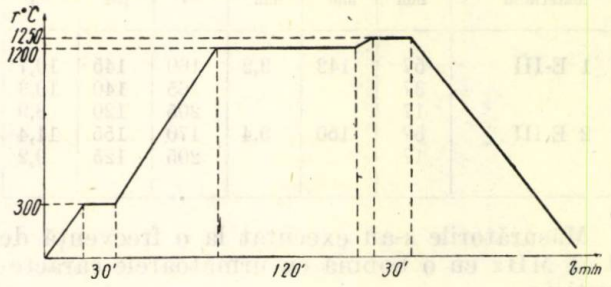


Fig. 4. *Diagrama de sinterizare pentru barele executate din material E-III.*

Măsurătorile s-au efectuat la frecvența de 1,5 MHz.

Tabela 3

Caracteristicile barelor de antene E-III în comparație cu cele ale barelor N 200—R.P. Ungară

Nr. șarjei și materialul	f MHz	Q_1	L μH	C pF
1 N 200R.P.U.	1,5	200	360	80
2 E-III	1,5	203	330	78
3 E-III	1,5	203	355	74
4 E-III	1,5	200	370	71
5 E-III	1,5	212	360	73
6 E-III	1,5	200	362	73
7 E-III	1,5	210	360	74
8 E-III	1,5	205	340	78—5
9 E-III	1,5	200	343	78
10 E-III	1,5	190	335	79
11 E-III	1,5	200	343	78

Din tabela 3 se constată că antenele obținute din material E-III ating performanțele antenelor din material N 200 din R.P. Ungară.

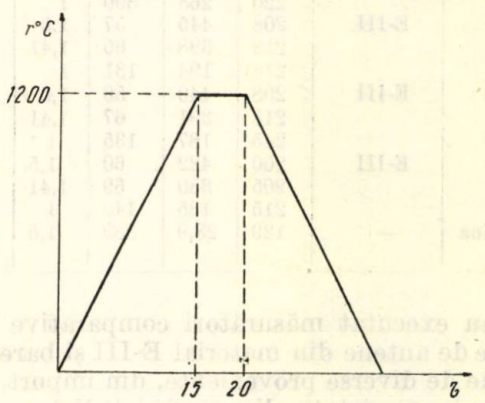


Fig. 5. *Diagrama de sinterizare pentru barele executate din material N-I.*

S-a căutat să se verifice influența poziției bobinei pe bară asupra performanțelor antenelor de ferită.

Tabela 4

Influența poziției bobinei asupra performanțelor barelor de antenă

Nr. probei și materialul	Dist. mm	l mm	∅ mm	Q_1	L μH	μ_a
1 E-III	57	142	9,2	160	145	10,7
	37			165	140	10,3
	17			205	120	8,9
2 E-III	57	150	9,4	170	155	11,4
	17			205	125	9,2

Măsurătorile s-au executat la o frecvență de 1,41 MHz cu o bobină cu următoarele caracteristici:

$Q_0 = 90$ ⌀ bobină = 11 mm

$L_0 = 13{,}5\mu H$ l bobină = 16 mm

$N_{spire} = 44$ (22 × 0,05 mm)

S-a verificat omogenitatea barei de antenă, executîndu-se măsurători la ambele capete la distanța de 27 mm și constatîndu-se că bara este perfect omogenă.

Un alt parametru care s-a urmărit a fost variația factorului de calitate și a permeabilității cu frecvența.

Rezultatele sînt consemnate în tabela 5.

Factorul de calitate Q_1 ca și inductanța L au fost măsurate cu Q-metrul RFT cu aceeași bobină de care s-a mai vorbit.

Tabela 5

Variația lui Q_1 și a lui μ_a cu frecvența

Nr. probei	Materialul	Q_1	L μH	C pF	F MHz	μ_a
1	N-I	230	145	178	1,5	5
		229	130	200	1,41	—
		221	262	400	1	—
2	N-I	232	148	172	1,5	4,95
		225	168	195	1,41	—
		220	263	390	1	—
3	E-III	208	445	57	1,5	15,4
		218	398	65	1,41	—
		218	194	131	1	—
4	E-III	208	440	58	1,5	15,2
		218	391	67	1,41	—
		245	187	135	1	—
5	E-III	200	422	60	1,5	14,6
		205	380	69	1,41	—
		215	185	140	1	—
Bobina	—	129	28,9	889	1,5	—

S-au executat măsurători comparative între barele de antene din material E-III și barele de antene de diverse proveniențe, din import.

Barele executate din material N-I au fost măsurate la 10 și 20 MHz. Rezultatele sînt consemnate în tabela 7.

Din aceste măsurători se constată că la frecvențe înalte se pot utiliza cu succes bare din material N-I.

Tabela 6

Parametrii diverselor tipuri de bare-antenă

Proveniența	Q_1	h*/sp.	hQ_1**/sp.
R.P.U., N 200	220	0,157	37,8
Franța, H 20	274	—	—
R.P.R., E—III	210	0,184	39,6

* Înălțimea efectivă h se determină cu ajutorul unei instalații compuse din:
— generator de semnal de înaltă frecvență;
— bobină Helmholz;
— milivoltmetru electronic,
și se măsoară prin compararea tensiunilor la ieșirea cadrului cu înălțimea efectivă h_e (în absența barei de antenă) și tensiunea la ieșirea bobinei cu bara de antenă.

** Produsul $h\,Q_1$ se calculează din datele obținute la determinarea lui h și Q_1 amplificînd cu 44, deoarece înălțimea efectivă s-a măsurat pe o spiră, iar Q_1 s-a măsurat cu o bobină cu 44 de spire.

Tabela 7

Caracteristicile barelor N-I

Nr. probei și materialul	f MHz	Q_1	L μH	C pF
1N-I	10	150	3,98	62
	20	138	3,10	32
2N-I	10	132	3,93	65
	20	125	3,23	35
Bobină	10	83,5	0,78	3,30

Din cele expuse se pot trage următoarele concluzii:

— barele de antenă obținute cu compoziția E-III ating performanțele pieselor din import pentru UL și UM;

— se pot executa bare de antenă-ferită presate, piesele fiind destul de omogene;

— este necesar a se verifica materia primă atît din punctul de vedere al purității, cît și din acela al reactivității.

În privința barelor de antenă pentru US, cercetările continuă. În primă aproximație se poate spune că materialul N-I este foarte indicat pentru frecvențe de 20—30 MHz.

BIBLIOGRAFIE

[1] CĂTUNEANU, V., STATNIC, E., BUZNEA, D. *Semiconductoarele în telecomunicații*, București I.D.T., 1962, p. 122—127.

[2] HOMICI, I., *Antene de recepție cu ferită*, București I.D.T., 1961, p. 5—22.

[3] * * * *Antene de unde lungi și medii*, București, Protocol I.C.E.T., 1959.

[4] * * * *Executarea, pregătirea și prelucrarea maselor de ferită*, Band, **36**, 1959.

[5] BLOK-RIETVELD. *Antene inductive în receptoare moderne de radio*. Revue Technique Philips, **16**, 1954.

[6] LĂBUȘCĂ, E. *Introducere în metalurgia pulberilor*, București, I.D.T.

[7] * * * *Catalog Cofelec*. Franța, 1961.

[8] * * * *Catalog Elektrimpex*, R. P. Ungară, 1961.

[9] GUILLAND, C L. *Brevet nr. 1*, 093.965, **13**, 1952.

PETRE SIPOȘ

Aspecte ale siguranței de funcționare a aparaturii radioelectronice

1. GENERALITĂȚI

În stadiul actual al tehnicii radioelectronice, siguranța de funcționare a devenit o problemă de mare importanță teoretică și practică. Experiența acumulată în industrie arată că, din ce în ce mai des, siguranța redusă de funcționare limitează domeniile de creare a unor mașini și linii complexe de fabricație. Siguranța de funcționare a aparaturii a căpătat o importanță primordială în momentul în care radioelectronica a devenit nu numai un mijloc de comunicații, ci și de conducere, comandă și control al unor procese foarte variate. În metalurgie, chimie, aviație, tehnica militară, ca și în multe alte domenii, elementul principal care se află în atenția proiectanților utilajului radioelectronic este siguranța de funcționare. Este semnificativ faptul că în rapoartele oficiale publicate în S.U.A. se arată că în anul 1949, pentru menținerea funcționării a 160 000 unități de utilaj radioelectronic militar, se înlocuiau anual peste 1 000 000 de elemente defecte ; pentru fiecare tub electronic în funcționare trebuiau păstrate nouă tuburi de rezervă. S-a stabilit că utilajul de radiocomunicații este defect 14% din timp, cel de radiolocație 84%, iar cel de hidroacustică 48% din timp. Evident că în urma cercetărilor făcute în ultimii zece ani situația s-a îmbunătățit mult.

Dificultatea problemei constă în extrema ei complexitate, ea cuprinzînd atît stadiul de proiectare al aparaturii, cît și cel de construcție și funcționare.

Actualmente, direcțiile principale de dezvoltare a problemei siguranței constau în stabilirea sarcinilor de proiectare cu luarea în considerare a siguranței de funcționare necesare, și în formularea și fundamentarea cerințelor de siguranță ca parametru tehnic al elementelor și sistemelor. De asemenea, se urmărește elaborarea unor metode de construcție și de tehnologie în vederea îmbunătățirii siguranței de funcționare, stabilirea unor metode de mărire a posibilităților de reparații, a unor metode de măsură și control al siguranței aparturii în procesul de producție și exploatare, precum și a unor metode de încercări forțate și prin sondaj ale siguranței și duratei de funcționare. Se urmărește adoptarea unor măsuri de menținere a siguranței și de organizare a lucrărilor de profilaxie și de asistență tehnică, cum și obținerea unor date statistice. În sfîrșit, sînt în curs de elaborare teoria generală a siguranței de functionare, aparatajul ei matematic și terminologia corespunzătoare. În cele ce urmează se urmărește să se precizeze anumite aspecte fundamentale din teoria siguranței.

În primul rînd, trebuie subliniat faptul că siguranța de funcționare nu poate fi definită complet din punct de vedere cantitativ. Aceasta, deoarece o definiție a siguranței, oricît de complet ar fi formulată, nu poate cuprinde întreaga complexitate a fenomenului, el depinzînd de foarte mulți factori, printre care : calitatea elementelor și a pieselor, tehnologia procesului de fabricație, gradul de standardizare a elementelor și pieselor, metodica de încercări a aparaturii, condițiile climatice în care este folosită aparatura, corectitudinea tehnică a regimurilor și schemelor folosite etc.

Se pot da o serie de definiții calitative, dintre care cea mai apropiată de natura fenomenului este următoarea :

Siguranța de funcționare este proprietatea aparaturii de a-și menține performanțele în cadrul unor limite date, în condițiile de exploatare impuse.

În ansamblu, problema proiectării unui aparat cu funcționare sigură se rezolvă determinînd inițial cauzele care provoacă defectarea cea mai frecventă a produsului (elemente ce prezintă o siguranță redusă) și trecînd apoi la proiectarea unor elemente mai sigure și a unor regimuri de funcționare adecvate din punctul de vedere al funcționării stabile. Aparent, în modul acesta problema pare rezolvată. În realitate însă, se mpune de cele mai multe ori stabilirea unui compromis între necesitatea asigurării funcționării sigure și cerințele legate de realizarea unor performanțe optime ale aparaturii [6].

Analiza siguranței de funcționare poate fi făcută numai prin metode statistice, deoarece aceste metode permit să se obțină un număr maxim de informații dintr-un număr minim de date, ceea ce în cazul de față este deosebit de important.

2. NOȚIUNI FUNDAMENTALE

O noțiune de bază în teoria siguranței este criteriul de siguranță. Criteriul de siguranță este desigur indicatorul care permite să se aprecieze siguranța aparaturii. Deoarece ridicarea caracteristicilor de siguranță comportă mari dificultăți se folosesc mai multe criterii de siguranță, printre care probabilitatea de funcționare într-un timp dat, pericolul de refuz, timpul mediu de funcționare normală, frecvența de refuzuri a aparaturii și timpul mediu de funcționare a aparaturii între două reparații. Tot ca criterii de siguranță se mai folosesc raportul dintre timpul de staționare necesar pentru înlăturarea defectelor și timpul total de funcționare a aparaturii, raportul dintre numărul de refuzuri ale aparaturii datorite unui element de tip dat și numărul total de refuzuri.

Se definește drept caracteristică de siguranță a unui produs, valoarea criteriului de siguranță pentru acest produs. Aprecierea cantitativă a siguranței de funcționare prin determinarea caracteristicii de siguranță permite să se efectueze calculul siguranței, să se introducă anumite cerințe de siguranță precis determinate și să se calculeze timpul de funcționare efectivă a aparaturii și cantitatea de aparatură necesară pentru executarea unei lucrări date.

O altă noțiune importantă în teoria siguranței este noțiunea de refuz. Se numește refuz orice eveniment după apariția căruia elementul, aparatul, sistemul etc. funcționează nesigur.

Se obișnuiește să se utilizeze următoarele caracteristici cantitative ale siguranței de funcționare :

a) *Probabilitatea de funcționare fără refuz*, definită ca probabilitatea ca un produs să-și mențină performanțele în cadrul unor limite date, în decursul unui anumit interval de timp și în condiții precizate de exploatare. Practic, formula de calcul este următoarea :

$$P(t) \approx \frac{N_0 - \sum_{i=1}^{\frac{t}{\Delta t}} n_i}{N_0}, \qquad (1)$$

unde :

N_0 este numărul de produse care se supun încercărilor ;

n_i — numărul de produse ieșite din funcțiune în intervalul de timp Δt_i ;

t — timpul pentru care se determină probabilitatea de funcționare fără refuz ;

Δt — intervalul de timp în care aparatura este supusă încercării.

Două evenimente ca refuzul și funcționarea fără refuz fiind complimentare, rezultă că :

$$q(t) = 1 - P(t), \qquad (2)$$

unde :

$q(t)$ este probabilitatea de refuz.

Din relațiile (1) și (2) se obține :

$$q(t) = \frac{\sum_{i=1}^{\frac{t}{\Delta t}} n_i}{N_0}. \qquad (3)$$

b) *Timpul mediu de funcționare corectă*, definit ca speranța matematică a timpului de funcționare corectă. Dacă o mărime întîmplătoare, în cazul de față T_m, poate lua valorile $T_{m_1}, T_{m_2}, \ldots, T_{m_n}$ cu probabilitățile corespunzătoare P_1,

$P_2, \ldots, P_n$, atunci speranța matematică a mărimii T_m (valoarea ei medie) este:

$$\overline{T}_m = \sum_{i=1}^{n} P_i T_{m_i}.$$

Formula practică de calcul (cunoscînd numărul de elemente ieșite din funcțiune în fiecare interval de timp măsurat) este:

$$T_m = \frac{\sum_{i=1}^{m} n_i t_{m_i}}{N_0}, \tag{4}$$

unde:

N_0 este numărul de elemente cu care se face încercarea respectivă;

$t_{m_i} = \frac{t_{i-1} + t_i}{2}$;

t_{i-1} — timpul la începutul intervalului i;
t_i — timpul la sfîrșitul intervalului i;
$m = \frac{t_k}{\Delta t}$;
t_k — timpul în decursul căruia au ieșit din funcțiune toate elementele;
Δt — intervalul de timp în care are loc încercarea.

c) *Timpul mediu de funcționare corectă între două refuzuri consecutive*, definit ca speranța matematică a timpului de funcționare între două refuzuri consecutive.

Formula de calcul este următoarea:

$$t_m = \frac{t_1 + t_2 + \ldots + t_n}{n} \approx \frac{\sum_{i=1}^{n} t_i}{n}, \tag{5}$$

unde:

n este numărul de refuzuri ale aparaturii în decursul perioadei de încercare;
t_i — timpul de funcționare corectă a aparaturii între refuzurile $(i-1)$ și i.

Dacă încercarea se face cu mai multe prototipuri, atunci:

$$t_m = \frac{\sum_{i=1}^{M} t_{m_i}}{M}, \tag{6}$$

unde:

t_{m_i} este timpul mediu de funcționare corectă între două refuzuri consecutive ale prototipului, calculat după formula (5);
M — numărul de prototipuri încercate.

d) *Pericolul de refuzuri* care se întîlnește uneori sub denumirea de intensitate a refuzurilor sau caracteristica λ. Se definește pericolul de refuzuri ca raportul dintre numărul de produse care au refuzat într-un interval de timp dat și numărul mediu de produse care funcționează corect în intervalul de timp dat.

Formula de calcul este următoarea:

$$\lambda(t) = \frac{n(t)}{N(t)\,\Delta t}, \tag{7}$$

unde:

$n(t)$ este numărul de produse care au refuzat în intervalul de timp $\left[t - \frac{\Delta t}{2}, t + \frac{\Delta t}{2}\right]$, Δt fiind intervalul de timp;

$N(t) = \frac{N_{i-1} + N_i}{2}$;

N_{i-1} — numărul de produse care funcționează corect la începutul intervalului Δt;
N_i — numărul de produse care funcționează corect la sfîrșitul intervalului Δt.

Această caracteristică definește cel mai complet siguranța elementelor; din ea se pot deduce alte caracteristici, în plus poate fi ușor determinată experimental. O variație tipică a pericolului de refuzuri în funcție de timp este aceea reprezentată în figura 1.

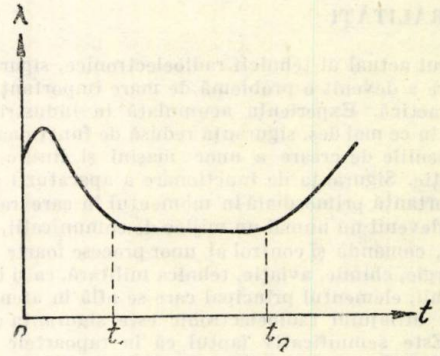


Fig. 1. *Variația tipică a pericolului de refuzuri în funcție de timp.*

Din grafic rezultă că în intervalul $[0, t_1]$, pericolul de refuzuri scade brusc. Aceasta se explică prin faptul că în acest interval ies din funcțiune elementele care au defecte interne. De aceea acest interval se numește perioadă de rodaj a elementelor. În intervalul $[t_1, t_2]$ are loc funcționarea normală a elementelor. Creșterea curbei în continuare se explică prin uzura electrică și mecanică a elementelor.

e) *Frecvența refuzurilor*, definită ca raportul dintre numărul de produse care au refuzat în unitatea de timp și numărul inițial de produse încercate, cu condiția ca toate produsele ieșite din funcțiune să rămînă neînlocuite.

Formula de calcul este următoarea:

$$a(t) = \frac{n(t)}{N_0\,\Delta t}, \tag{8}$$

unde:

$n(t)$ este numărul de produse care au refuzat în intervalul de timp $\left[t - \frac{\Delta t}{2}, t + \frac{\Delta t}{2}\right]$;
N_0 — numărul inițial de produse încercate,
Δt — intervalul de timp:

Din relația (8) rezultă:
$n(t) = a(t)\ N_0\ \Delta t$, adică numărul de elemente de schimb necesare.

f) *Frecvența medie a refuzurilor*, definită ca raportul dintre numărul de produse care au refuzat în unitatea de timp și numărul de produse încercate, cu condiția ca toate produsele ieșite din funcțiune să se înlocuiască cu altele noi.

Formula de calcul este următoarea:

$$\omega(t) = \frac{n(t)}{N\,\Delta t}, \tag{9}$$

unde:

$n(t)$ este numărul elementelor ieșite din funcțiune în intervalul de timp $\left[t - \frac{\Delta t}{2}, t + \frac{\Delta t}{2}\right]$;
N — numărul de elemente încercate;
$\omega(t) = \lambda(t) =$ const. dacă pericolul de refuz al elementelor este o mărime constantă.

g) *Frecvența însumată a refuzurilor*, definită ca numărul de refuzuri ale aparaturii în unitatea de timp, care revine unei unități. Este o caracteristică utilizată la aprecierea siguranței de funcționare a sistemelor complexe.

Formula de calcul este următoarea :

$$\Lambda(t) = \frac{n(t)}{\Delta t}, \tag{10}$$

unde :

$n(t)$ este numărul de refuzuri ale aparaturii în intervalul $\left[t - \frac{\Delta t}{2}, t + \frac{\Delta t}{2}\right]$;

Δt — timpul de funcționare corectă, fără a considera timpul cheltuit pentru înlăturarea a n refuzuri.

Refuzul aparaturii se obține prin însumarea refuzurilor elementelor componente, deci se poate scrie :

$$\Lambda(t) = \sum_{i=1}^{m} N_i \omega_i(t), \tag{11}$$

unde :

N_i este numărul elementelor de tip i din aparatură;
m — numărul tipurilor de elemente din aparatură;
$\omega_i(t)$ — frecvența medie a refuzurilor elementelor de tip i.

h) *Coeficientul de profilaxie*, definit ca raportul dintre numărul de ore consumate pentru profilaxia și repararea aparaturii și timpul ei de funcționare corectă considerat pentru unul și același timp calendaristic.

Formula de calcul este următoarea :

$$K_p = \frac{t_s}{t_{fc}}, \tag{12}$$

unde :

t_s este timpul de nefuncționare obligatorie, adică timpul pentru profilaxia și repararea aparaturii;
t_{fc} — timpul de funcționare corectă.

i) *Frecvența de profilaxie*, definită ca raportul dintre numărul de revizii și reparații ale aparaturii și timpul de funcționare corectă, plus timpul de nefuncționare obligată în decursul unui anumit timp determinat. Formula de calcul este următoarea :

$$K_\omega = \frac{n + m}{t_{fc} + t_s}, \tag{13}$$

unde :

n este numărul de reparații ale aparaturii;
m — numărul de revizii profilactice.

j) *Coeficientul de uzaj al elementelor*, definit ca raportul dintre numărul de elemente care au ieșit din funcțiune plus cele înlocuite în urma reviziilor profilactice, într-un interval de timp, și numărul total de elemente din aparatură.

Formula de calcul este următoarea :

$$K_u = \frac{n_i + m_i}{N_i \Delta t}, \tag{14}$$

unde :

n_i este numărul de elemente de tip i ieșite din funcțiune;
m_i — numărul de elemente de tip i înlocuite în aparatură în urma reviziilor profilactice și reparațiilor aparaturii;
N_i — numărul total de elemente de tip i;
Δt — intervalul de timp în care are loc încercarea aparaturii.

În afară de mărimile menționate mai sus, mai există o serie de alți indicatori ai siguranței, care sînt însă mai puțin importanți.

3. RELAȚII ÎNTRE CARACTERISTICILE DE SIGURANȚĂ DE FUNCȚIONARE

Între caracteristicile principale ale siguranței de funcționare se pot determina anumite dependențe analitice [4]. Se consideră T — timpul de funcționare corectă continuă din momentul punerii în funcțiune pînă la refuz; t — timpul în decursul căruia trebuie determinată probabilitatea de funcționare corectă $P(t)$ a procesului. Rezultă că $P(t)$ este probabilitatea că mărimea întîmplătoare T va fi mai mare sau egală cu t, adică $P(t) = P(T \geqslant t)$, iar probabilitatea de refuz $q(t) = P(T < t)$. Deci :

$$q(t) = F(t), \tag{15}$$

adică probabilitatea de refuz este funcția integrală de distribuție a timpului de refuz. Se observă că derivata funcției integrale de distribuție este legea diferențială (densitatea) de distribuție :

$$\frac{dF(t)}{dt} = \frac{dq(t)}{dt} = q'(t). \tag{16}$$

Cunoscînd această relație se poate determina timpul mediu de funcționare corectă :

$$T_m = \int_{-\infty}^{+\infty} t\, dq(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} t\, q'(t)\, dt. \tag{17}$$

În cazul de față nu pot apărea valori negative, deci :

$$T_m = \int_0^{\infty} t\, q'(t)\, dt. \tag{18}$$

Înlocuind în relația (18) mărimea $q'(t)$ cu derivata probabilității de funcționare corectă cu semn invers și integrînd prin părți, se obține :

$$T_m = -\int_0^{\infty} t\, P'(t)\, dt = -\,t\, P(t)\Big|_0^{\infty} + \int_0^{\infty} P(t)\, dt. \tag{19}$$

Deoarece $tP(t)\Big|_0^{\infty} = 0$, rezultă :

$$T_m = \int_0^{\infty} P(t)\, dt. \tag{20}$$

Expresia (20) stabilește dependența dintre timpul mediu și probabilitatea de funcționare corectă.

Între frecvența refuzurilor și mărimea $P(t)$ se poate stabili de asemenea o dependență.

Numărul de elemente care vor funcționa corect la momentul t este în medie $N(t) = N_0 P(t)$. La momentul $t + \Delta t$ se obține $N(t + \Delta t) = N_0 P(t + \Delta t)$. Deci, se poate determina numărul de elemente care au refuzat ca o diferență :

$$n(t) = N(t) - N(t + \Delta t) = N_0 [P(t) - P(t + \Delta t)]. \tag{21}$$

Înlocuind relația (21) în (8) se obține :

$$a(t) = \frac{N_0 [P(t) - P(t + \Delta t)]}{N_0 \Delta t}, \tag{22}$$

iar

$$\lim_{\Delta t \to 0} a(t) = -P'(t) = q'(t). \tag{23}$$

Deci, frecvența refuzurilor este legea diferențială de distribuție a timpului de ieșire din funcțiune a elementelor.

Integrînd expresia (23), se obține :

$$q(t) = \int_0^t a(t)\, dt,$$

sau:

$$P(t) = 1 - \int_0^t a(t)\,dt. \tag{24}$$

Analog se determină dependența dintre pericolul de refuzuri ale elementelor și probabilitatea de funcționare a lor. Înlocuind în relația (7) valorile lui $N(t)$ și $n(t)$, se obține:

$$\lambda(t) = \frac{N_0\,[P(t) - P(t + \Delta t)]}{N_0\,P(t)\,\Delta t},$$

iar:

$$\lim_{\Delta t \to 0} \lambda(t) = -\frac{P'(t)}{P(t)} = \frac{a(t)}{P(t)}. \tag{25}$$

Integrînd, rezultă:

$$\int_0^t \lambda(t)\,dt = -\ln P(t),$$

sau:

$$P(t) = e^{-\int_0^t \lambda(t)\,dt}. \tag{26}$$

Dacă $\lambda = \text{const.}$ relația (26) devine:

$$P(t) = e^{-\lambda t}. \tag{27}$$

Din relațiile (26) și (27) rezultă că, fiind cunoscut pericolul de refuzuri ale elementelor ca funcție de timp, se poate determina probabilitatea de funcționare corectă în decursul timpului t.

Timpul mediu de funcționare corectă a elementelor se poate exprima și prin pericolul de refuzuri. Înlocuind în relația (20) expresia lui $P(t)$ din relația (26), se obține:

$$T_m = \int_0^\infty e^{-\int_0^t \lambda(t)\,dt}\,dt. \tag{28}$$

Dacă pericolul de refuzuri este constant în timp, atunci:

$$T_{m\lambda=\text{const.}} = \int_0^\infty e^{-\lambda t}\,dt = \frac{1}{\lambda}. \tag{29}$$

Din această expresie, rezultă că pentru $\lambda = \text{const.}$, T_m este o mărime inversă pericolului de refuzuri. Se poate scrie:

$$P(t) = e^{-\lambda t} = e^{-\frac{t}{T_m}}. \tag{30}$$

Dacă se introduce expresia (26) în (25), se obține dependența dintre frecvența refuzurilor și pericolul de refuzuri:

$$a(t) = \lambda(t)\,P(t) = \lambda(t)\,e^{-\int_0^t \lambda(t)\,dt} \tag{31}$$

Pentru $\lambda = \text{const.}$, formula (31) devine:

$$a(t) = \lambda e^{-\lambda t}. \tag{32}$$

Dependența dintre frecvența medie a refuzurilor și celelalte caracteristici cantitative ale siguranței se stabilește astfel: fie ca la $t = 0$ să se supună încercărilor N elemente; pe măsură ce unele elemente se defectează ele se înlocuiesc cu altele noi și în acest caz frecvența medie a refuzurilor $\omega(t)$ se determină cu formula (9).

Numărul mediu de elemente $n(t)$ care au refuzat în orice interval $[t, t + \Delta t]$ este proporțional cu frecvența medie de refuzuri $\omega(t)$, mărimea intervalului Δt și numărul de elemente încercate N, adică:

$$n(t) = \omega(t)\,N\Delta t. \tag{33}$$

Se poate scrie:

$$n(t) = n_1(t) + n_2(t), \tag{34}$$

unde:

$n_1(t)$ este numărul de elemente care au refuzat, din cantitatea de elemente care au fost încercate inițial la $t = 0$;

$n_2(t)$ — numărul de elemente care au refuzat din cantitatea de elemente care au înlocuit pe cele refuzate din cursul încercării în intervalul $[0, t]$,

iar:

$$n_1(t) = a(t)\,N\,\Delta t.$$

Se determină apoi mărimea $n_2(t)$. Pentru aceasta, se alege un interval de timp $[\tau, \tau + \Delta\tau]$ care precede momentul t. În acest interval de timp iese din funcțiune un număr de $\omega(\tau)\,.\,N\Delta\tau$ elemente. Aceste elemente se înlocuiesc cu altele noi. Din elementele noi montate în intervalul $[t, t + \Delta t]$, refuză un număr de $[\omega(\tau)\,N\,\Delta\tau]\cdot a\,(t - \tau)$ elemente. Însumînd toate intervalele precedente momentului t, se obține:

$$n_2(t) = N\,\Delta t \int_0^t \omega(\tau)\,a(t - \tau)\,d\tau.$$

Înlocuind expresiile lui $n_1(t)$ și $n_2(t)$ în relația (34) rezultă:

$$n(t) = a(t)\,N\,\Delta t + N\,\Delta t \int_0^t \omega(\tau)\,a\,(t - \tau)\,d\tau. \tag{35}$$

Pe de altă parte, $n(t)$ rezultă din (33). Se obține:

$$\omega(t) = a(t) + \int_0^t \omega(\tau)\,a(t - \tau)\,d\tau. \tag{36}$$

Deci, independent de legea de distribuție a refuzurilor, la valori mari ale lui t, $\omega(t)$ tinde spre o valoare constantă, și anume spre timpul mediu între două refuzuri consecutive. Se poate deci scrie:

$$\lim_{t \to \infty} \omega(t) = \frac{1}{t_m}.$$

Mărimea $\omega(t)$ permite determinarea tuturor celorlalte caracteristici cantitative ale siguranței.

4. CALCULUL SIGURANȚEI DE FUNCȚIONARE

A calcula siguranța de funcționare a unui element, bloc sau sistem înseamnă a determina una sau mai multe caracteristici cantitative ale siguranței. În calculul siguranței se consideră că refuzul este un eveniment întîmplător și independent. O asemenea considerație corespunde realității, cu condiția ca regimul de funcționare al elementelor să nu varieze pînă la refuzul sistemului. În funcționarea unui sistem, interesează refuzul primului element, indiferent dacă celelalte elemente continuă să funcționeze, deoarece practic sistemul nu mai este în stare de funcționare. Deci, probabilitatea de funcționare corectă a unui sistem în timpul t va fi egală cu produsul probabilităților de funcționare corectă a elementelor componente, în același timp t:

$$P_s(t) = P_1(t)\,P_2(t) \ldots P_N(t) = \prod_{i=1}^{N} P_i(t), \tag{37}$$

unde :

N este numărul de elemente componente;

$P_s(t)$ — probabilitatea de funcţionare corectă a sistemului.

Cunoscînd expresia (33), se poate scrie :

$$P_s(t) = e^{-\int_0^t \lambda_1(t)\,dt} \cdot e^{-\int_0^t \lambda_2(t)\,dt} \cdots e^{-\int_0^t \lambda_N(t)\,dt} = e^{-\sum_{i=1}^{N} \int_0^t \lambda_i(t)\,dt}. \quad (38)$$

Dacă mărimea λ este aceeaşi pentru elementele de acelaşi tip, atunci pentru m tipuri de elemente se obţine :

$$P_s(t) = P_1^{N_1}(t) \cdot P_2^{N_2}(t) \cdots P_m^{N_m}(t), \quad (39)$$

unde :

$N_1, N_2, \ldots, N_m$ este numărul de elemente de acelaşi tip sau :

$$P_s(t) = e^{-\sum_{i=1}^{m} N_i \int_0^t \lambda_i(t)\,dt}. \quad (40)$$

Pentru $\lambda = \text{const.}$, relaţiile (38) şi (40) devin :

$$P_s(t) = e^{-t\sum_{i=1}^{} \lambda_i} = e^{-\lambda_s t}; \quad (41)$$

$$P_s(t) = e^{-t\sum_{1}^{m} N_i \lambda_i} = e^{-\lambda_s t}. \quad (42)$$

Expresiile (41) şi (42) se numesc legea exponenţială a siguranţei. Expresia (38) permite determinarea probabilităţii de funcţionare corectă la orice lege de variaţie în timp a pericolului de refuz.

Anumite elemente ale sistemelor automate funcţionează timp îndelungat fără refuz pînă la uzură. Frecvenţa refuzurilor unor asemenea elemente rezultă din figura 2.

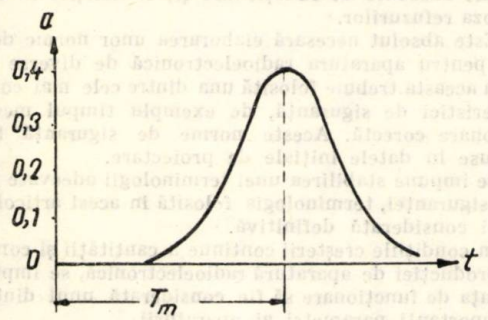


Fig. 2. *Distribuţia refuzurilor elementelor, în timp.*

O asemenea variaţie a frecvenţei refuzurilor este verificată acceptabil de curba legii normale de distribuţie a probabilităţilor, care are următoarea expresie :

$$a(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\left(\frac{t - T_m}{2\sigma^2}\right)^2},$$

unde :

$a(t)$ este frecvenţa refuzurilor;

T_m — timpul mediu de funcţionare corectă;

σ — deviaţia medie pătratică a refuzurilor, raportată la timpul mediu de funcţionare corectă.

Din legea exponenţială a siguranţei, rezultă că siguranţa unui sistem ca şi a unui element scade în timp după o lege exponenţială; tot de aici rezultă că, cu cît sistemul e mai complex, cu atît scade siguranţa lui şi că siguranţa sistemului este în strînsă dependenţă de siguranţa elementelor componente. Pentru a ilustra mai clar ultima afirmaţie se poate da următorul exemplu : fie un sistem care conţine $N = 1\,000$ elemente. Probabilitatea de funcţionare corectă a fiecărui element este $P_i = 0{,}99$. Probabilitatea de funcţionare a sistemului va fi :

$$P_s = (P_i)^N = (0{,}99)^{1\,000} = 0{,}398 \cdot 10^{-4}.$$

Pentru $N = 100$,

$$P_s = (0{,}99)^{100} = 0{,}366.$$

Deci, practic este necesar ca siguranţa de funcţionare a elementelor care compun un sistem complex să fie perfectă.

Se prezintă în continuare o metodă de calcul al siguranţei de funcţionare a sistemelor ce conţin un mare număr de elemente [1]. Se ştie că elementele unui sistem pot refuza în două moduri : să iasă brusc din funcţiune sau să se uzeze în timp. În general refuzurile bruşte se datoresc defectelor mecanice ale elementelor (crăpături, rupturi etc.) şi depind de gradul de perfecţiune al tehnologiei de fabricaţie. Prognoza unor asemenea refuzuri se poate baza numai pe experienţa de exploatare. Pentru uzarea treptată a elementelor se poate face însă un calcul suficient de precis care se bazează pe următoarele consideraţii : pentru fiecare element se poate indica un parametru δ care poate servi drept măsură a calităţii elementului. O anumită variaţie a lui δ în procesul de exploatare duce la refuzul sistemului. Fie δ_k valoarea lui δ pentru care sistemul refuză. Într-un sistem compus din n elemente de acelaşi tip parametrul δ este o funcţie întîmplătoare $\Delta(T)$ de timpul de exploatare T. Trasînd dreapta $\delta = \delta_k = \text{const.}$ şi funcţia întîmplătoare $\Delta(T)$ pentru fiecare element, se determină punctele de intersecţie şi se găseşte legea de distribuţie a timpului de funcţionare corectă a elementelor sistemului. Cunoscînd legea de distribuţie, se poate calcula siguranţa sistemului. De obicei se consideră că legea de distribuţie este legea normală. De aceea trebuie determinate numai timpul mediu de funcţionare a elementului T_m şi deviaţia medie pătratică de la timpul mediu, σ_T.

Mărimile T_m şi σ_T se pot determina cunoscînd două valori ale parametrului δ în procesul de exploatare. Fie cazul în care la momentele de timp T_j şi T_{j+1} considerate de la începutul funcţionării s-a efectuat măsurarea parametrului δ al tuturor elementelor sistemului. Pentru mărimile întîmplătoare obţinute Δ_j şi Δ_{j+1}, se pot găsi caracteristici numerice statistice, valori medii adică speranţe matematice şi deviaţii medii pătratice după formulele :

$$\bar{\delta}_j = \frac{\sum_{i=1}^{n} \delta_{ji}}{n}; \quad \sigma_j = \sqrt{\frac{\sum (\delta_{ji} - \bar{\delta}_j)^2}{n-1}}, \quad (43)$$

unde :

i este indicele elementului;

n — numărul elementelor;

j — numărul măsurătorii.

Presupunînd că δ şi σ variază liniar (fig. 3), se pot determina relaţiile numerice aproximative pentru aflarea mărimilor T_m şi σ_T.

Conform figurii 3, se poate scrie :

$$\bar{\delta}(T) = \bar{\delta}_0' + aT, \quad (44)$$

unde :

$$a = \frac{\bar{\delta}_{j+1} - \bar{\delta}_j}{T_{j+1} - T_j}, \text{ iar } \bar{\delta}_0' = \frac{T_{j+1}\bar{\delta}_j - T_j\delta_{j+1}}{T_{j+1} - T_j}.$$

Pentru $\bar{\delta} = \delta_k$ rezultă :

$$T_m = \frac{\delta_k - \delta_0'}{a}, \quad (45)$$

au:

$$T_m = \frac{\delta_k - T_{j+1}\,\bar{\delta}_j + T_j\,\bar{\delta}_{j+1}}{\bar{\delta}_{j+1} - \bar{\delta}_j}. \quad (46)$$

Deviația medie pătratică a parametrului δ, față de valoarea critică δ_m în momentul T_m, va fi:

$$\sigma_k = \frac{\sigma_{j+1} - \sigma_j}{T_{j+1} - T_j}\,T_k + \frac{T_{j+1}\,\sigma_j - T_j\,\sigma_{j+1}}{T_{j+1} - T_j}. \quad (47)$$

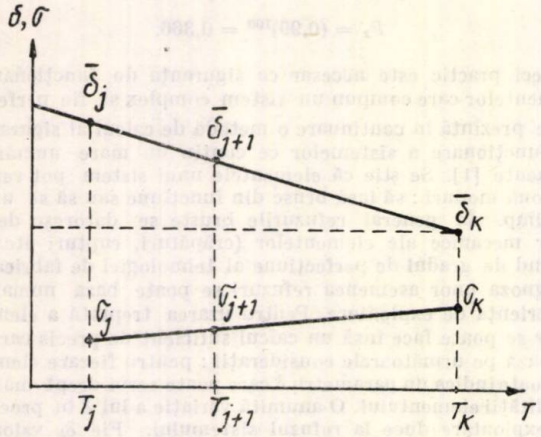


Fig. 3. *Variația parametrului δ și a deviației medii pătratice σ în funcție de timp.*

Datorită liniarității parametrului δ, rezultă:

$$\sigma_T = \frac{1}{|a|}\,\sigma_k,$$

sau:

$$\sigma_T = \frac{(\sigma_{j+1} - \sigma_j)\,T_m + T_{j+1}\,\sigma_j - T_j\,\sigma_{j+1}}{|\,\bar{\delta}_{j+1} - \bar{\delta}_j\,|}. \quad (48)$$

Cunoscînd timpul mediu de funcționare T_m, deviația medie pătratică față de timpul de funcționare σ_T și numărul de elemente n, se poate calcula probabilitatea de refuz $q(t)$ a sistemului în timpul T cu formula:

$$\frac{q(t)}{n} = \frac{1}{2} - f(x), \quad (49)$$

unde:

$$x = \frac{T_m - T}{\sigma_T}, \quad (50)$$

$f(x)$ — funcție Laplace tabulată.

Impunînd un anumit $q(t)$, se poate determina timpul de funcționare corectă a sistemului, cu formula care rezultă din relația (49):

$$T = T_m - \sigma_T x. \quad (51)$$

Practic, se procedează în felul următor: fie ca la $T = 0$ să fie cunoscute speranța matematică a parametrului δ egal cu δ_0 și deviația medie pătratică σ_0 a acestui parametru. În momentul T_1, se măsoară parametrul δ al tuturor elementelor sistemului. Se determină speranța matematică statistică $\bar{\delta}_1$ și deviația medie pătratică statistică σ_1 cu ajutorul expresiei (43). Cunoscînd mărimile $\bar{\delta}_0$ și $\bar{\delta}_1$, σ_0 și σ_1, se determină timpul de funcționare corectă cu formulele (45) — (51). Valoarea siguranței obținute este aproximativă. Efectuînd aceleași măsurători în momentul T_2, se găsește, după calculele respective, valoarea siguranței într-o a doua aproximație. La măsurările următoare, obținînd valorile $\bar{\delta}_{j+1}$ și σ_{j+1} prin folosirea expresiilor lui σ_j și σ_j determinate în măsurarea anterioară, se găsește din nou valoarea siguranței într-o aproximație $(j+1)$. Datorită faptului că curba $\bar{\delta}(T)$ este monoton descrescătoare, adică în procesul exploatării are loc înrăutățirea parametrului (ceea ce duce la refuz pentru $\delta = \delta_k$), valorile siguranței calculate după fiecare nouă măsurare se apropie din ce în ce mai mult de valoarea reală. Acesta este un fapt foarte important, deoarece probabilitatea de refuz a sistemului crește în timp. Pentru cazul des întîlnit în practică de dependență liniară a valorii medii a parametrului δ de timpul de exploatare, siguranța sistemului se determină destul de precis de la prima măsurare.

În acest mod, datorită metodei descrise mai sus, există posibilitatea ca, după fiecare revizie profilactică, să se facă prognoza siguranței sistemului în funcționarea lui ulterioară.

5. CONCLUZII

Din cele expuse rezultă o serie de concluzii importante atît din punct de vedere teoretic, cît și practic.

1. Pentru abordarea cu succes a problemelor ridicate de siguranța de funcționare este necesară însușirea calculului probabilităților și a statisticii matematice. În general utilizarea metodelor statisticii matematice nu ridică probleme deosebit de complicate în studierea problemei siguranței. De obicei, prezintă greutăți, în rezolvarea problemelor cu aceste metode, necesitatea de a pune logic problema inițial propusă. Metodele statistice permit de asemenea fundamentarea teoretică a unui mare număr de soluții practice, care de cele mai multe ori sînt pur intuitive.

2. Un mijloc important de mărire a siguranței de funcționare a aparaturii radioelectronice îl constituie standardizarea și miniaturizarea elementelor. De asemenea, în cazurile cînd este rentabil din punct de vedere tehnico-economic, se recomandă introducerea rezervării elementelor ce prezintă un pericol de refuzuri mărit. Pentru mărirea siguranței de funcționare se mai impune alegerea unor elemente cu o bună siguranță de funcționare, alegerea unor regimuri adecvate de funcționare și, în sfîrșit, să se facă prognoza refuzurilor.

3. Este absolut necesară elaborarea unor norme de siguranță pentru aparatura radioelectronică de diverse tipuri. Pentru aceasta trebuie folosită una dintre cele mai complete caracteristici de siguranță, de exemplu timpul mediu de funcționare corectă. Aceste norme de siguranță trebuie introduse în datele inițiale de proiectare.

4. Se impune stabilirea unei terminologii adecvate pentru teoria siguranței, terminologia folosită în acest articol neputînd fi considerată definitivă.

5. În condițiile creșterii continue a cantității și complexității producției de aparatură radioelectronică, se impune ca siguranța de funcționare să fie considerată unul dintre cei mai importanți parametri ai aparaturii.

BIBLIOGRAFIE

[1] DRUJININ, J. V. *Eksploatații onîi rasciot nadejnosti raboti sistem, soderjaścih bolșoe cislo elementov.* În: Avtomatika i telemehanika, 1957, nr. 7, p. 678–680. Izdatelstvo Akademii nauk, S.S.S.R.

[2] * * * *Nadejnosti radioelektronnovo oborudovania* (traducere din limba engleză sub redacția lui B. M. Șuleikin), Moskva Izdatelstvo „Sovetskoe radio", 1957.

[3] SORIN, IA. M. *Nadejnosti radioelektronnoi apparaturî*, Moskva, Gosenergoizdat, 1957.

[4] MALIKOV, I. M. ș.a. *Osnovî teorii i rasciota nadejnosti*, Moskva, Sudpromghiz, 1961.

[5] BELOV, F. I. și SOLOVEICIK, F. S. *Voprosî nadejnosti radioelektronnoi apparaturî* (referate asupra comunicărilor prezentate la al VI-lea simpozion național din S.U.A. consacrat siguranței și controlului calității aparaturii radioelectronice). Moskva, Gosenergoizdat, 1961.

[6] SĂVESCU, M. *Stabilitatea de funcționare a aparatajului electronic.* În: Telecomunicații, **2**, 1958, nr. 2, martie-aprilie.

Ing. RADU TĂNASE

Aparatul telefonic public TM2 și perfecționările ce i-au fost aduse

În anul 1959 s-a introdus în rețeaua de telefoane un nou tip de telefon public fabricat în țară, care are calități superioare față de telefoanele publice utilizate înainte, aduse din import.

Acest nou tip de aparat telefonic public este cunoscut sub numele de TM2.

Telefonul TM2 este format dintr-o carcasă metalică, în interiorul căreia, în partea de sus, se află piesele componente și mecanismul aparatului telefonic cu taxare automată, iar în partea de jos este așezată cutia colectoare. În partea laterală din dreapta, carcasa are o deschizătură prin care se introduce și se scoate cutia colectoare. Această deschizătură este acoperită cu un capac, prevăzut cu o broască și cu cheie. Pe partea frontală a carcasei, în mijloc se află discul, în dreapta sus, orificiul de introducere a monedei, iar în dreapta la mijloc — orificiul de restituire a monedei. Cele două orificii corespund între ele prin intermediul unui canal de ghidaj al monedei, cuprins între două plăci metalice verticale juxtapuse, prinse în șuruburi și fixate perpendicular pe placa mobilă cu balamale, din interiorul aparatului. Orificiile și canalul de ghidaj sînt dimensionate pentru monede de 25 bani. Monedele mai mici ca mărime, introduse în aparat, vor fi restituite la așezarea microreceptorului pe cîrlig, neputîndu-se efectua convorbirea cu acestea.

O parte din piesele mecanismului (discul, releul, întrerupătorul etc.) sînt fixate prin balamale, pe o placă mobilă, care la deschidere iese în afara carcasei, putîndu-se astfel umbla cu ușurință la toate piesele aparatului. În poziție normală placa se fixează cu un șurub într-un picior pe postamentul aparatului. În interiorul carcasei, în partea de sus, este prevăzut un spațiu cu firele de legătură necesare pentru a se monta un contor de convorbiri, dacă este nevoie.

Telefonul cu monedă poate fi conectat la centralele automate rotative numai prin mijlocirea unui circuit adaptor, compus dintr-un singur releu, care se montează în centrală.

În centrala automată se scoate pămîntul de pe firul *A*, conectat la releul *Cor* de la numerele atribuite posturilor publice TM2.

Deci, angajarea circuitului de linie din centrala automată se face cu pămîntul conectat la telefon; în felul acesta se verifică priza de pămînt necesară pentru încasarea monedei. De asemenea, numerele de telefon atribuite telefoanelor publice trebuie conectate în centrală la linia moartă. Pentru funcționare, telefonul comportă atît acționări electrice, cît și mecanice, după cum se arată în cele ce urmează.

În poziția de repaus microreceptorul stă agățat de cîrligul întrerupător. În această poziție, prin greutatea microreceptorului, capătul brațului interior al cîrligului ține desfăcute contactele întrerupătorului levierului. Capătul brațului interior al cîrligului, printr-un sistem de pîrghii, menține deplasată din dreptul canalului de restituire a monedei o tijă glisantă avînd în partea din față două resorturi (lamele) și eliberează astfel drumul spre ieșirea din aparat a monedei.

În același timp, altă tijă glisantă, acționată de releul din aparat, se află cu capătul ei în dreptul canalului de încasare a monedei, blocînd drumul acesteia spre cutia colectoare.

Pentru efectuarea unei convorbiri, se ridică microreceptorul de pe cîrlig și numai după aceea se introduce moneda (astfel ea are drum liber în canalul de ghidaj și cade afară prin orificiul de restituire). La ridicarea microreceptorului, brațul interior al cîrligului este împins în jos de un resort. În același timp se stabilesc contactele întrerupătorului levierului, închizînd circuitele electrice corespunzătoare ale aparatului. Brațul interior al cîrligului acționează sistemul de pîrghii, pe care îl împinge în canalul de restituire și blochează drumul spre ieșirea monedei, prin tija glisantă și cele două resorturi care sînt fixate pe tijă. Cînd microreceptorul este ridicat de pe cîrlig, moneda introdusă se oprește pe canalul de ghidaj, sprijinindu-se într-o parte de resortul prevăzut cu un papuc de fibră, spre a fi izolat în contact, și în cealaltă parte, de capătul tijei glisante, acționată de releu, ce astupă drumul spre canalul de încasare.

Cele două resorturi, dintre care unul are în cap un papuc de fibră, servesc la închiderea circuitului de buclă al telefonului, atunci cînd moneda este introdusă în aparat, și anume: moneda prin greutatea ei deplasează resortul cu papuc de fibră de care se sprijină și-l pune în contact cu celălalt resort.

La închiderea buclei aparatului, în condițiile arătate mai sus, angajarea echipamentului de linie din CTA se face în felul următor (fig. 1): pămînt conectat la borna *T* a aparatului, borna *P*, contactul întrerupătorului, înfășurarea de 1000 Ω a releului *RIM*, contactul repaus al releului *RIM*, borna *M*, contactul discului, contactul celor două resorturi (lamele) acționate la borna *B*, firul *b*, înfășurarea de

1000 Ω a releului L_r din centrala automată, la minusul bateriei de 48 V. După angajarea echipamentului de linie, linia aparatului este prelungită în circuitul de registru al CTA, de unde se primește tonul astfel: centrală, firul *b* (bornele *B* și L_2 din aparat), contactele-lamelă făcute de monedă, contactele discului, borna *M*, microfonul, borna *RM*, borna *2*, înfășurarea bobinei de inducție de 35 Ω, borna *1*, contactul întrerupător-levier, bornele L_1 și *A*, firul *a* la centrală.

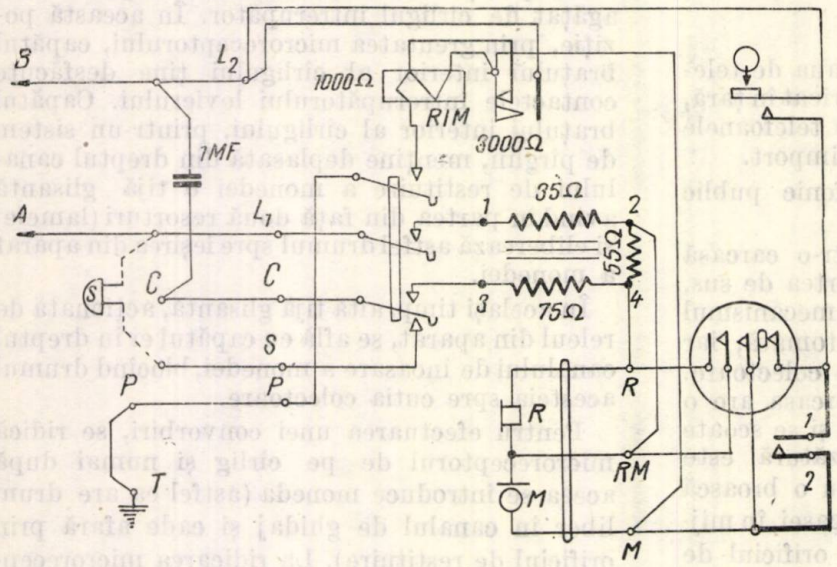


Fig. 1. *Schema electrică a aparatului telefonic public TM2.*

După primirea tonului de linie (de registru) se formează numărul dorit, la discul aparatului.

În momentul cînd abonatul chemat răspunde, se trimite din circuitul adaptorului, instalat în centrala oficiului, o baterie de −110 V pe firul *b* al liniei, care acționează releul *RIM* din aparat, astfel: minus 110 V pe firul *b*, bornele *B* și L_2 ale aparatului, contactul de repaus, înfășurarea de 1 000 Ω a releului *RIM*, contactul întrerupătorului levierului, borna *P* și borna *T* la care se conectează firul de pămînt al aparatului. Tensiunea de 110 V se trimite numai pentru o durată foarte scurtă, cîteva zecimi de secundă, în care timp este acționat releul *RIM*.

Releul *RIM*, acționat după cum s-a descris mai sus, se menține atras în continuare prin curentul de alimentare a telefonului, trimis pe linie de la centrală, introducînd în serie rezistența de 3 000 Ω. La atragerea sa releul *RIM*, a cărui paletă mobilă este legată de tija glisantă ce blochează drumul monedei spre canalul de încasare, acționează această tijă, pe care o trage din dreptul canalului de încasare. Ca urmare, în momentul cînd abonatul chemat răspunde, moneda cade în cutia colectoare.

Cele două resorturi (lamele), nemaifiind apăsate de monedă, își desfac contactul, însă bucla aparatului se menține în continuare prin contactele de lucru ale releului *RIM* pe următorul circuit: centrală, firul *b*, bornele *B* și L_2, contactul de lucru *RIM*, borna *M* microfon, borna *RM*, borna *2*, înfășurarea de 35 Ω a bobinei de inducție, borna *1*, contactul întrerupătorului levierului, borna L_1, borna *A*, firul *a*, centrală. Închiderea buclei în felul acesta (prin contactul *RIM*) scoate din circuit discul, deci o nouă convorbire nu poate fi efectuată fără închiderea telefonului și introducerea altei monede.

După terminarea convorbirii, chemătorul trebuie să agațe microreceptorul pe cîrlig. În acest fel se desfac contactele întrerupătorului levierului și releul *RIM* se liberează, iar tija glisantă de blocare a canalului de încasare revine la normal (cu capătul ei în acest canal). În același timp, la așezarea microreceptorului, brațul interior al cîrligului trage din dreptul canalului de restituire tija glisantă, care are la capătul ei cele două resorturi (lamele) și liberează astfel acest canal. În acest mod telefonul este adus în poziție de repaus și o nouă convorbire se poate efectua prin ridicarea microreceptorului de pe cîrlig și introducerea monedei.

În cazul cînd un chemător, după ce a efectuat o convorbire telefonică, introduce moneda fără a fi pus mai întîi microreceptorul pe cîrlig, moneda cade direct în caseta colectoare, fără a deservi o nouă legătură telefonică.

Dacă o convorbire telefonică nu are loc (numărul chemat e ocupat, nu răspunde, chemătorul renunță între timp etc.) sau convorbirea s-a efectuat cu serviciile speciale (01, 02 etc.), în aceste cazuri releul din circuitul adaptorului din centrală nu e acționat și deci nici releul *RIM* din aparat, astfel că moneda nu va fi încasată, ci va fi restituită după agățarea microreceptorului pe cîrlig.

În urma experienței acumulate în experimentarea noului tip de aparat telefonic, au fost aduse o serie de perfecționări, care i-au mărit considerabil calitățile.

Astfel, s-a constatat că, din cauza mișcării de du-te-vino a tijei glisante *1*, pe care se află montate resorturile buclei de contact *4* (fig. 2), cele două conductoare ce fac legătura între aceste resorturi și levier se rupeau foarte des.

În scopul remedierii acestei situații, s-a introdus în locul acestor fire de legătură un dispozitiv cu contactele glisante, compus din două lamele, izolate între ele, montate rigid pe cutia aparatului, și două perii fixate pe tija glisantă, ce fac contact cu cele două lamele.

În acest mod s-a evitat o serie întreagă de deranjamente, asigurîndu-se funcționarea în bune condiții a aparatului.

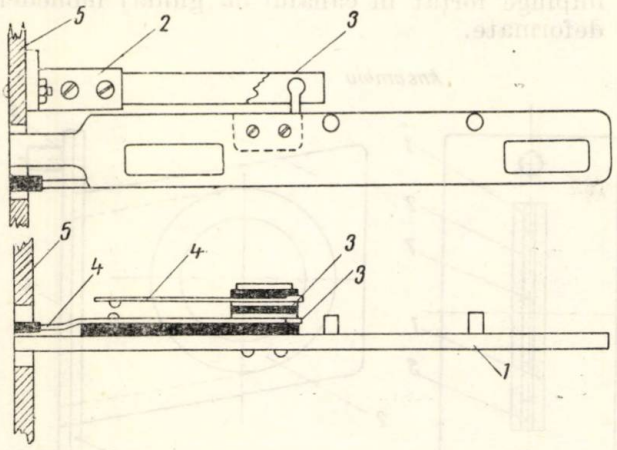


Fig. 2. *Dispozitiv cu contacte glisante* :
1 – tija glisantă cu contacte; *2* – blocul cu lamele de contact; *3* – contactele glisante; *4* – lamelele contactului de buclă; *5* – placa de ghidaj.

În funcționarea și exploatarea aparatelor telefonice TM2 s-a constatat că, prin introducerea unei sîrme pe orificiul de restituire a monedei, se poate stabili contactul de buclă și ca urmare se poate vorbi fără monedă (fig. 3). În scopul eliminării posibilității efectuării de convorbiri fără monedă, pe tija glisantă *5'* s-a fixat o pavăză *5* (fig. 3), confecționată din tablă

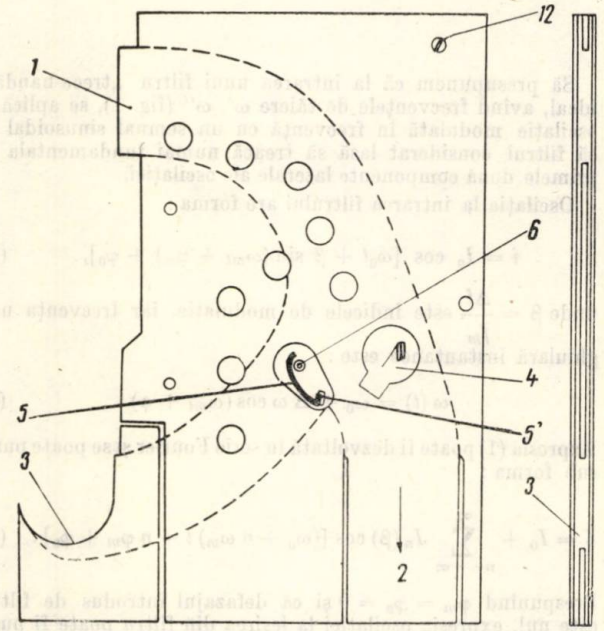


Fig. 3. *Vedere laterală a plăcii de ghidaj* :
1 – canalul de introducere a monedei; *2* – canalul de încasare; *3* – orificiul de restituire a monedei; *4* – tija de încasare acționată de releul *RIM* ; *5* – pavăză; *5'* – tija glisantă cu contactul de buclă; *6* – papucul contactului de buclă.

de 0,5 mm, care împiedică să se acționeze din afară cu diferite obiecte asupra contactului de buclă.

După cum s-a arătat mai sus una dintre lamelele contactului de buclă *6* (fig. 3) este prevăzută în cap cu un papuc de fibră, pe care se sprijină moneda cînd este introdusă în aparat.

Întrucît materialul (fibra) din care este confecționat papucul izolant se importă, a fost înlocuit cu un tub de material plastic, modificîndu-se pentru aceasta profilul extremității lamelei, în formă tubulară (fig. 3).

O altă perfecționare, ce a fost adusă aparatului telefonic public TM2, este eliminarea posibilității de convorbire fără plată în cazul blocării în dreptul contactului de buclă a unei monede deformate.

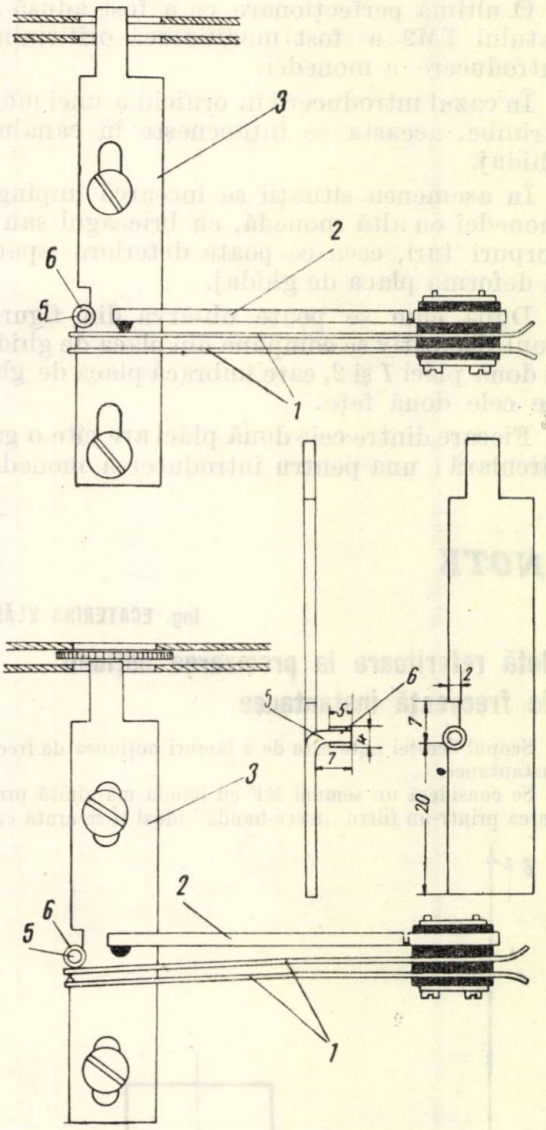


Fig. 4. *Blocul releului* RIM :
1 – lamelele releului; *2* – armătura releului *RIM* ; *3* – tija glisantă cu contacte; *4* – monedă blocată; *5* – umărul tijei; *6* – tub izolant.

Perfecționarea constă în introducerea unui contact suplimentar în schema electrică (linie groasă în fig. 1), care scurtcircuitează circuitul impulsor al discului (în cazul blocării).

Deci, nu se mai pot trimite impulsii spre centrală și aparatul prezintă ton continuu.

Acest contact suplimentar este realizat cu ajutorul a două lamele ce sînt montate la blocul releului *RIM* (fig. 4).

Dispozitivul funcționează astfel: în cazul blocării tijei de restituire *3* de către moneda *4*, știftul *5* apasă pe una dintre lamelele *1*, făcînd astfel contactul ce scurtcircuitează circuitul impulsor al discului.

O dată cu înlăturarea monedei deformate, tija glisantă de restituire revine în poziție normală, lamelele *1* desfac contactul și aparatul reintră în stare de funcționare.

O ultimă perfecționare ce a fost adusă aparatului TM2 a fost modificarea orificiului de introducere a monedei.

În cazul introducerii în orificiu a unei monede strîmbe, aceasta se înțepenește în canalul de ghidaj.

În asemenea situații se încearcă împingerea monedei cu altă monedă, cu briceagul sau alte corpuri tari, ceea ce poate deteriora aparatul și deforma placa de ghidaj.

După cum se poate observa din figura 5, noul dispozitiv se compune din placa de ghidaj *3* și două plăci *1* și *2*, care îmbracă placa de ghidaj pe cele două fețe.

Fiecare dintre cele două plăci are cîte o gaură circulară: una pentru introducerea monedei și cealaltă pentru retragerea ei în cazul cînd orificiul este blocat de altă monedă.

În acest mod se elimină posibilitatea de a împinge forțat în canalul de ghidaj monedele deformate.

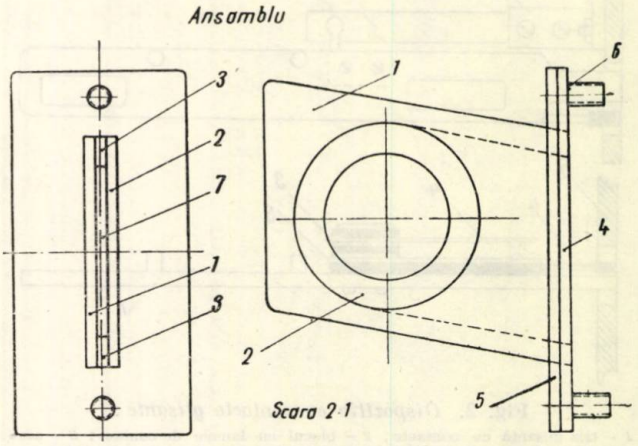


Fig. 5. *Orificiul de introducere a monedei*:
1 – placa dreaptă; *2* – placa stîngă; *3* – placa de ghidaj; *4* – placa cu prezoane; *5* – placa fără prezoane; *6* – prezon; *7* – orificiul de introducere a monedei.

Cu perfecționările arătate mai sus, aparatul telefonic public TM2 se poate cota ca fiind la nivelul tehnicii mondiale, avînd un aspect modern și o mare siguranță în funcționare.

NOTE

Ing. ECATERINA VLĂDESCU

Notă referitoare la precizarea noțiunii de frecvență instantanee

Scopul acestei note este de a lămuri noțiunea de frecvență instantanee.

Se consideră un semnal MF cu banda mărginită prin trecerea printr-un filtru „trece-bandă" ideal și se arată că frecvența instantanee a oscilației la ieșirea din filtru poate depăși banda filtrului.

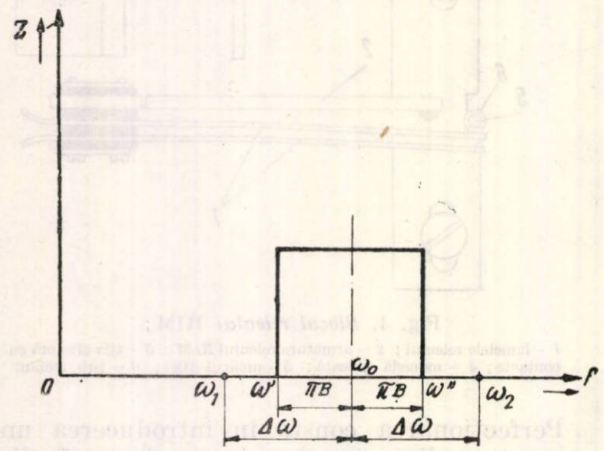


Fig. 1. *Forma oscilației modulate în frecvență cu un semnal sinusoidal aplicat la intrarea unui filtru „trece-bandă" ideal.*

Să presupunem că la intrarea unui filtru „trece-bandă" ideal, avînd frecvențele de tăiere ω', ω'' (fig. 1), se aplică o oscilație modulată în frecvență cu un semnal sinusoidal și că filtrul considerat lasă să treacă numai fundamentala și primele două componente laterale ale oscilației.

Oscilația la intrarea filtrului are forma:

$$i = I_0 \cos [\omega_0 t + \beta \sin (\omega_m t + \varphi_m) + \varphi_0], \qquad (1)$$

unde $\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$ este indicele de modulație, iar frecvența unghiulară instantanee este:

$$\omega (t) = \omega_0 + \Delta \omega \cos (\omega_m t + \varphi) . \qquad (2)$$

Expresia (1) poate fi dezvoltată în serie Fourier și se poate pune sub forma:

$$i = I_0 + \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos [(\omega_0 + n \omega_m) t + n \varphi_m + \varphi_0] . \qquad (3)$$

Prespunînd $\varphi_m = \varphi_0 = 0$ și că defazajul introdus de filtru este nul, expresia oscilației la ieșirea din filtru poate fi pusă sub forma:

$$u = U_{00} + U_1(t) = I_0 Z_0 J_0 (\beta) + 2 I_0 Z_1 J_1 (\beta) \sin \omega_m t' \qquad (4)$$

în care Z_0 reprezintă impedanța de transfer la frecvența ω_0, iar Z_1 impedanța de transfer la frecvențele $\omega_0 + \omega_m$ și $\omega_0 - \omega_m$. Expresia părții variabile a frecvenței instantanee va fi de forma [1]:

$$\omega_{VR} (t) = \frac{d \varphi_R (t)}{dt} = \frac{Q'(t) \cdot P (t) - Q (t) \cdot P'(t)}{P^2 (t) + Q^2 (t)} . \qquad (5)$$

În cazul de mai sus avem:

$$P(t) = \frac{1}{I_0 Z_0} \sum_{n=0}^{\infty} U_{2n}(t) = J_0(\beta)$$

$$Q(t) = \frac{1}{I_0 Z_0} \sum_{n=0}^{\infty} U_{2n+1}(t) = 2 J_1(\beta) \sin \omega_{mt}. \quad (6)$$

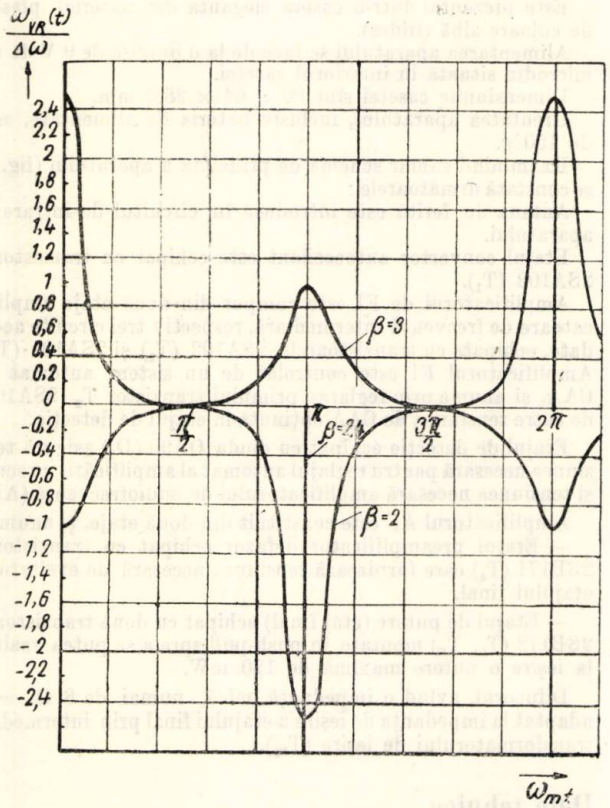


Fig. 2. *Curbele de variaţie ale funcţiei* $\frac{\omega_{VR}(t)}{\Delta\omega}$ *funcţie de* ω_{mt} *pentru diverse valori ale indicelui* β.

Derivînd expresiile (6) şi înlocuindu-le în ecuaţia (5) se obţine:

$$\omega_{VR}(t) = \frac{2 J_0(\beta) \cdot J_1(\beta) \cdot \omega_m \cdot \cos \omega_{mt}}{J_0^2(\beta) + 4 J_1^2(\beta) \sin^2 \omega_{mt}}. \quad (7)$$

Pe baza relaţiei de sus s-au trasat curbele de variaţie ale funcţiei $\frac{\omega_{VR}(t)}{\Delta\omega}$ în funcţie de ω_{mt} pentru diverse valori ale indicelui β(vezi fig. 2).

Se observă că pentru $\beta = 2{,}4$ (cînd $J_0(\beta) = 0$), frecvenţa instantanee are forma unei succesiuni de impulsuri de amplitudine infinită (impulsuri Dirac), care au loc pentru $\omega_{mt} = 0$; π; 2π...

Pentru $J_0(\beta)$ foarte mic dar nu zero, frecvenţa instantanee are forma unei succesiuni de impulsuri de amplitudine mare, dar nu infinită.

În figura 2 se observă că această situaţie se obţine şi pentru alte valori ale lui β.

Astfel pentru un $\beta = 2$ se obţin pentru $\frac{\omega_{VR}(t)}{\Delta\omega}$ valori mai mari decît unitatea, ceea ce înseamnă că $\omega_{VR}(t)$ depăşeşte limitele filtrului de bandă.

Folosind expresia:

$$U_R(t) = I_0 Z_0 \sqrt{P^2(t) + Q^2(t)} = I_0 Z_0 \sqrt{J_0^2(\beta) + 4 J^2(\beta) \sin^2 \omega_{mt}} \quad (8)$$

au fost deduse şi curbele reprezentînd variaţia amplitudinii rezultante în funcţie de ω_{mt}, luînd pe β ca parametru, şi au fost trasate în figura 3.

Presupunînd însă că oscilaţiile sînt trecute printr-un limitator de amplitudine perfect, la ieşire va rezulta numai o oscilaţie MF.

Atunci cînd oscilaţia rezultantă este demodulată cu ajutorul discriminatorului de frecvenţă, se va obţine la ieşirea discriminatorului o tensiune avînd aceeaşi formă ca şi frecvenţa instantanee (fig. 2).

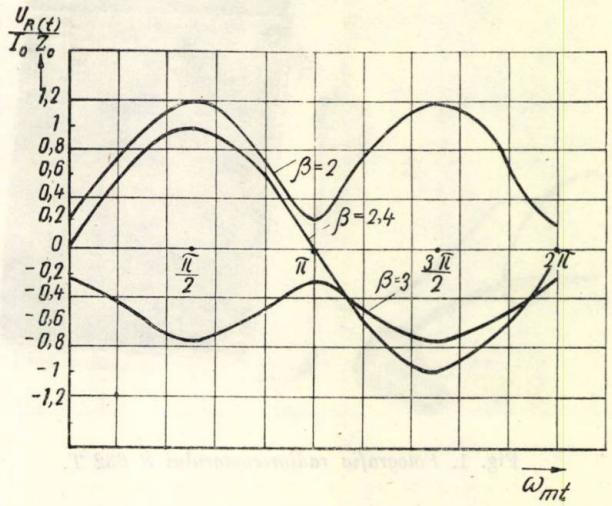


Fig. 3. *Curbele de variaţie ale funcţiei* $\frac{U_R(t)}{I_0 Z_0}$ *funcţie de* ω_m *pentru diverse valori ale indicelui* β.

Din analiza făcută se trage concluzia că deviaţia maximă a frecvenţei instantanee poate ajunge pînă la valori mult mai mari decît frecvenţa de modulaţie şi, prin urmare, va depăşi limitele filtrului de bandă.

Acest lucru lămureşte mai bine noţiunea de frecvenţă instantanee. Este adevărat că în regim cvasistaţionar, atunci cînd se lucrează la o frecvenţă *fm* foarte mică, acest lucru nu are loc, dar atunci cînd frecvenţa *fm* este mare, în regim dinamic, se va obţine situaţia arătată mai sus.

BIBLIOGRAFIE

[1] CARTIANU, GH. *Ciastotnaia moduliaţia*, Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1962, p. 82—84.

Ing. EREMIA MIHĂILESCU

Radioreceptorul cu tranzistoare S 632 T

Este primul radioreceptor cu tranzistoare format miniatură fabricat de uzinele „Electronica", prevăzut cu o singură gamă de unde, și anume gama de unde medii. În această gamă aparatul asigură recepția în condiții optime a tuturor posturilor de emisie. Audiția poate fi făcută fie în difuzor, fie în casca miniaturăcu care aparatul este înzestrat (fig. 1).

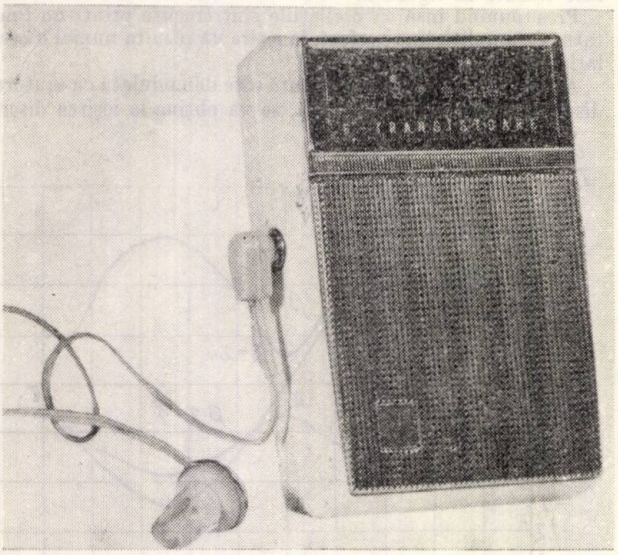


Fig. 1. *Fotografia radioreceptorului S 632 T.*

Acest nou radioreceptor realizat la nivelul tehnicii mondiale îmbogățește gama de radioreceptoare cu tranzistoare fabricate de uzinele „Electronica" și, prin performanțele electroacustice obținute cum și prin aspectul său plăcut, sîntem siguri că va găsi o largă apreciere în special în rîndurile amatorilor de radio.

Particularități constructive

— Întreaga schemă electrică a aparatului este realizată practic pe un șasiu format dintr-o plăcuță circuit imprimat. Folosirea unor piese electrice de gabarit redus (miniatură) adecvate asigură cu succes acest lucru. Ansamblul șasiu împreună cu sursa electrică, difuzorul, precum și elementele de comandă sînt introduse într-o casetă de material plastic.

— Caseta radioreceptorului este formată din două părți:

— corpul casetei, în care se află șasiul, dispozitivele de comandă, scara cu desfășurare liniară, difuzorul, jackul pentru conectarea căștii, precum și sursa de alimentare;

— capacul casetei, pe care la exterior se află un picioruș rabatabil pentru utilizarea aparatului în condiții staționare.

— Aparatul este echipat cu un difuzor circular permanent dinamic avînd $\varnothing = 5$ cm și o impedanță de 8 Ω. Printr-o bornă jack situată lateral în corpul casetei, din exterior se poate conecta o cască miniatură (pentru audiția în cască) sau un difuzor suplimentar.

— Este înzestrat cu o husă de piele, de protecție, care are perforații în dreptul difuzorului și decupări în dreptul scalei, al bornei jak și al butoanelor de comandă în scopul de a permite utilizarea aparatului pe timpul deplasării. Husa este prevăzută cu o cureluș care se petrece peste încheietura mîinii.

Descrierea sumară a radioreceptorului

— Montaj tip superheterodină cu 6 tranzistoare și o diodă cu germaniu (pentru detecție), funcționînd numai pe gama de unde medii (UM). Aparatul este de tip portabil (de buzunar).

Este echipat cu antenă interioară de ferită, care prezintă un important efect directiv.

Aparatul este prevăzut cu un buton de reglaj al volumului, care acționează în același timp și întreruptorul sursei de alimentare, și cu un buton de acord.

Este prezentat într-o casetă elegantă de material plastic de culoare albă (fildeș).

Alimentarea aparatului se face de la o baterie de 9 V de tip microdin situată în interiorul casetei.

Dimensiunile casetei sînt 92 × 64 × 28,5 mm.

Greutatea aparatului, inclusiv bateria de alimentare, este de 190 g.

Examinînd sumar schema de principiu a aparatului (fig. 2) se constată următoarele:

Antena de ferită este introdusă în circuitul de intrare al aparatului.

Etajul convertor autooscilant este echipat cu tranzistorul 2SA102 (T_1).

Amplificatorul de FI este compus din două etaje amplificatoare de frecvență intermediară, respectiv trei circuite acordate, echipate cu tranzistoarele 2SA102 (T_2) și 2SA101 (T_3). Amplificatorul FI este controlat de un sistem automat de CAA, și anume prin reglarea primului tranzistor T_2 (2SA102) de către tensiunea de CAA obținută în etajul de detecție.

Etajul de detecție echipat cu dioda OA90 (D_1) asigură tensiunea necesară pentru reglajul automat al amplificării, precum și tensiunea necesară amplificatorului de audiofrecvență (AF).

Amplificatorul AF este constituit din două etaje, și anume:

— Etajul preamplificator defazor echipat cu tranzistorul 2SB171 (T_4) care furnizează tensiunea necesară de excitație a etajului final.

— Etajul de putere (etaj final) echipat cu două tranzistoare 2SB172 (T_5, T_6) montate în push-pull spre a se putea realiza la ieșire o putere maximă de 120 mW.

Difuzorul, avînd o impedanță mică, numai de 8 Ω, este adaptat la impedanța de ieșire a etajului final prin intermediul transformatorului de ieșire (T_{r2}).

Date tehnice

Gama de unde: 1 600-538 kHz (187-560 m).

Frecvența intermediară: 455 kHz.

Sensibilitatea: Radioreceptorul asigură o sensibilitate mai bună de 440 μV/m la o putere standard de 5 mW (0,2 V/8 Ω) la frecvențele: 600, 1 000 și 1 400 kHz.

Selectivitatea la 1 000 kHz

Pentru un dezacord de ± 10 kHz corespunde o atenuare de minimum 15 dB.

Puterea la ieșire

a) puterea nominală este de 70 mW (0,75 V/8 Ω) măsurată la 1000 kHz cu $f_m = 1000$ Hz, $m = 30\%$ la tensiunea de alimentare 9 V și 10% distorsiuni;

b) puterea maximă este de 120 mW măsurată pe aceeași sarcină.

Consumul de curent

— În absența semnalului, este de maximum 10 mA.

— La puterea de ieșire maximă, este de maximum 55 mA.

Tranzistoare

1 buc. 2SA102 — oscilator convertor (schimbător de frecvență).
1 buc. 2SA102 — amplificator FI
1 buc. 2SA101 — amplificator FI
1 buc. 2SB171 — preamplificator AF și defazor
2 buc. 2SB172 — etaj final în contratimp

Diode

1 buc. OA90 — detecție și reglajul automat al sensibilității.

Lista materialelor electrice și a pieselor principale

(a se urmări schema de principiu din figura 2)

Condensator variabil cu aer

19. $C_{v1} + C_{v2}$ — 4 ÷ 130 pF

Condensatoare electrolitice

20. C_3 — 10 μF/6 V
21. C_4, C_7 — 30 μF/6 V
22. C_5 — 50 μF/10 V
23. C_6 — 5 μF/6 V

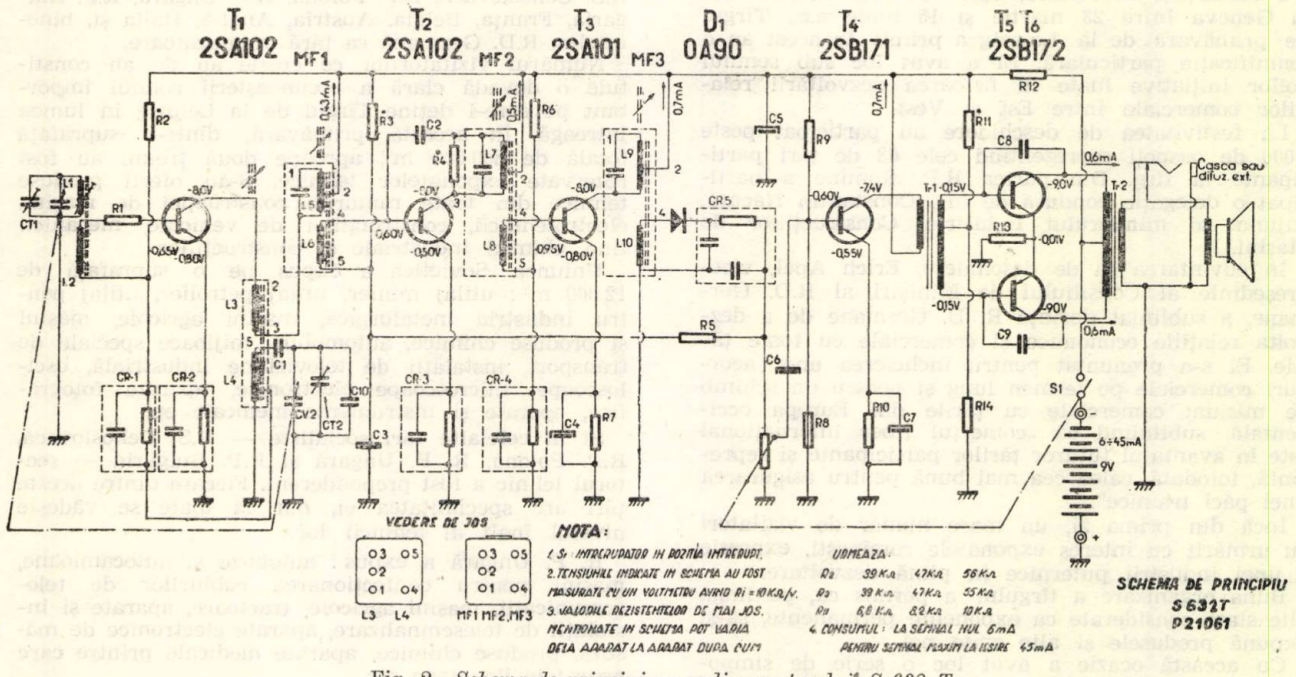


Fig. 2. *Schema de principiu a radioreceptorului S 632 T.*

Rezistențe chimice

1. R_1 — 39 Ω ± 10%
2. R_2, R_3 — 47 kΩ ± 20%
3. R_4 —390 kΩ ± 20%
4. R_5 — 3,9 kΩ ± 10%
5. R_6 — 22 kΩ ± 10%
6. R_7 — 1,2 kΩ ± 10%
7. R_8 — 4,7 kΩ ± 10%
8. R_9 — 47 kΩ ± 10%
9. R_{10} —820 Ω ± 10%
10. R_{11} — 8,2 kΩ ± 20%
11. R_{12} —270 Ω ± 10%
12. R_{13} — 10 Ω ± 10%
13. R_{14} — 150 Ω ± 10%

Rezistență variabilă

14. R_V — 2 kΩ (volum control)

Condensatoare ceramice tip miniatură

15. C_2, C_{10} — 2 pF ± 0,5 pF

Condensatoare Mylar

16. C_8, C_9 —0,001 μF ± 10%

Condensator Styrol

17. C_1 — 136 pF ± 5%

Condensatoare ajustabile (Trimeri)

18. CT_1, CT_2

Elemente condensator-rezistență (CR)

24. CR-1 (CR22P 5,6 K) {C = 0,025 μF; R = 5,6 kΩ ± 10%
25. CR-2 (CR21M1 8 K) {C = 0,01 μF ± 20%; R = 8 kΩ ± 10%
26. CR-3 (CR22P1 K) {C = 0,025 μF; R = 1 kΩ ± 10%
27. CR-4 (CR22P 47 K) {C = 0,025 μF; R = 4,7 kΩ ± 10%
28. CR-5 (CR31P 470) {C = 0,01 μF × 2; R = 470 Ω ± 10%

Tranzistoare

29. T_1 — 2 SA 102
30. T_2 — 2 SA 102
31. T_3 — 2 SA 101
32. T_4 — 2 SB 171
33. T_5, T_6 — 2 SB 172

Diodă

34. D_1 — OA90
35. T_{r2} — Transformator ieșire

Cronică

Tîrgul de primăvară de la Leipzig (1—10 martie 1964)

În ajunul apropiatei conferinţe internaţionale pentru comerţ şi dezvoltare, care urmează să aibă loc la Geneva între 23 martie şi 15 iunie a.c., Tîrgul de primăvară de la Leipzig a primit în acest an o semnificaţie particulară. El a avut loc sub semnul noilor iniţiative luate în favoarea dezvoltării relaţiilor comerciale între Est şi Vest.

La festivitatea de deschidere au participat peste 1 000 de oaspeţi reprezentînd cele 63 de ţări participante la tîrg. Din partea R.P. Romîne a participat o delegaţie condusă de ing. Constantin Năcuţă, adjunct al ministrului Industriei Construcţiilor de Maşini.

În cuvîntarea sa de deschidere, Erich Apel, vicepreşedinte al Consiliului de Miniştri al R.D. Germane, a subliniat dorinţa R. D. Germane de a dezvolta relaţiile economice şi comerciale cu toate ţările. El s-a pronunţat pentru încheierea unor acorduri comerciale pe termen lung şi pentru un schimb de misiuni comerciale cu ţările din Europa occidentală, subliniind că „comerţul liber internaţional este în avantajul tuturor ţărilor participante şi reprezintă, totodată, calea cea mai bună pentru asigurarea unei păci trainice".

Încă din prima zi, un mare număr de vizitatori au urmărit cu interes exponatele romîneşti, expresie a unei industrii puternice în plină dezvoltare.

Buna organizare a tîrgului a permis ca, pe lîngă alte state considerate ca exponente permanente, să-şi expună produsele şi alte state noi.

Cu această ocazie a avut loc o serie de simpozioane şi colocvii internaţionale organizate de către Camera de Comerţ a R. D. Germane. Printre acestea se pot cita : simpozionul privind maşinile-unelte automate, simpozionul asupra problemelor ce se ivesc la construcţia compresoarelor, un colocviu al specialiştilor asupra procedeelor moderne de producere a oţelului, colocviul asupra tehnicii securităţii de funcţionare şi de durabilitate a elementelor de construcţie electronice şi un colocviu asupra materialelor care prezintă proprietăţi fizice particulare. Tîrgul de primăvară de la Leipzig şi-a fixat în 1964 o temă interesantă : „Progresul tehnic în serviciul libertăţii comerţului internaţional".

Întrucît, în anul 1965, Tîrgul de la Leipzig îşi va sărbători cea de-a 800-a aniversare de la înfiinţare, încă de pe acum se fac pregătiri pentru o cît mai bună organizare. În acest an, cu toată opoziţia guvernului de la Bonn, numărul firmelor din R.F. Germană a crescut cu peste 30%.

Pavilionul R. P. Romîne a expus numeroase produse industriale, printre care maşini-unelte, electromotoare, maşini pentru prelucrarea lemnului, pompe şi compresoare, maşini textile, armături şi articole de menaj.

În afară de aceasta, pe un teren de aproximativ 2 000 m^2 au fost expuse utilaje şi instalaţii pentru industria petrolieră, maşini şi utilaje pentru construcţii, tractoare şi maşini agricole, o locomotivă diesel electrică de 2 100 CP, vagoane de cale ferată.

Republica Populară Romînă a expus, de asemenea, o puternică şi modernă instalaţie de foraj, a cărei turlă are o înălţime de 53 m. Instalaţia, care are o greutate de 360 t, poate efectua săpături pînă la 5 000 m.

Ziarul „Neues Deutschland" sublinia că „Romînia, una dintre principalele ţări producătoare de utilaj petrolier, expune pentru prima oară la Tîrgul internaţional de la Leipzig această instalaţie de foraj complet automatizată, care domină prin înălţimea ei toate pavilioanele tîrgului".

În domeniul electrotehnic au expus peste 20 de state, printre care s-au remarcat : Uniunea Sovietică, R.S. Cehoslovacă, R.P. Polonă, R.P. Ungară, R.P. Bulgaria, Franţa, Belgia, Austria, Anglia, Italia şi, bineînţeles, R.D. Germană ca ţară organizatoare.

Numărul vizitatorilor ce creşte an de an constituie o dovadă clară a recunoaşterii rolului important pe care-l deţine Tîrgul de la Leipzig în lumea întreagă. În această primăvară, dintr-o suprafaţă totală de 300 000 m^2, aproape două treimi au fost rezervate exponatelor tehnice. S-au oferit produse tehnice din toate ramurile construcţiei de maşini, electrotehnicii, construcţiilor de vehicule, mecanicii fine, chimiei industriale şi construcţiilor.

Uniunea Sovietică a expus pe o suprafaţă de 12 000 m^2 : utilaj minier, utilaj petrolier, utilaj pentru industria metalurgică, maşini agricole, maşini şi produse chimice, automobile, mijloace speciale de transport, instalaţii de televiziune industrială, osciloscoape, microscoape electronice, aparate fotografice, aparate şi instrumente medicale etc.

Şi la celelalte ţări socialiste — R.S. Cehoslovacă, R.P. Polonă, R. P. Ungară şi R.P. Bulgaria — sectorul tehnic a fost preponderent. Fiecare dintre aceste ţări are specialitatea ei, dar la toate se vădeşte nivelul înalt al tehnicii lor.

R. P. Ungară a expus : autobuze şi autocamioane, maşini pentru confecţionarea cablurilor de telecomunicaţii, maşini agricole, tractoare, aparate şi instalaţii de telesemnalizare, aparate electronice de măsură, produse chimice, aparate medicale printre care aparatele Roentgen etc.

R. B. Bulgaria s-a axat mai mult pe prezentarea de produse electrotehnice şi de telecomunicaţii. Printre acestea se pot enumera : electrocare, electropalane, trolii electrice, acumulatoare, transformatoare, centrale telefonice automate, aparate electronice de măsură, radioreceptoare şi televizoare, aparate medicale, mijloace de transport etc.

R.S. Cehoslovacă prin firmele sale de comerţ exterior a prezentat : mijloace de transport auto, maşini textile, instrumente muzicale, maşini de calculat, articole sportive, jucării etc.

În probleme de tehnica automatizării şi ale aparatajului electrotehnic s-a relevat şi R. P. Polonă.

Dintre ţările occidentale care au expus produse interesante, mai ales din domeniul telecomunicaţiilor, s-au remarcat : Marea Britanie, Franţa, Danemarca, Belgia, Italia şi Austria.

R.F. Germană a expus, pe o suprafaţă de 25% din întregul tîrg, mai ales utilaj metalurgic, maşini şi aparataj chimic, maşini textile, produse farmaceutice etc. Ca şi în ceilalţi ani, R. D. Germană a prezentat un bogat sortiment în toate ramurile tehnicii şi bunurilor de larg consum. Putem cita : maşini-unelte, noutăţi în domeniul maşinilor pentru industria poligrafică, material feroviar, aparate electrocasnice, aparate electronice de măsură, tuburi catodice, frigidere, produse textile, produse de optică şi mecanică fină, produse alimentare, articole de artizanat, gablonz, radioreceptoare şi televizoare, un nou tip de automobil „Trabant", cabluri de telecomunicaţii, materiale izolante şi electroceramice etc.

Firma VEB Karl Zeiss Jena a prezentat noi tipuri de lasere, printre care tipul ZGL 900-V şi tipul ZFL 750. Aceste lasere au două domenii de aplicaţii distincte : unul pentru realizarea de legături de telecomunicaţii, iar altul bazat pe faptul că pot furniza o putere instantanee foarte mare. Ele dispun de o

foarte largă gamă de frecvenţe (mult superioară microundelor) şi de faptul că fasciculul este foarte directiv, utilizînd o suprafaţă de emisie de dimensiuni mici. Zgomotul de fond cuantic care perturbează recepţia este mult mai mic faţă de zgomotul termic care apare în domeniul microundelor. Cu titlu experimental, transmisiuni telefonice şi imagini de televiziune au fost deja realizate pe distanţe depăşind 40 de kilometri folosind lasere semiconductoare. Laserele constituie deja excelente oscilatoare şi amplificatoare. Se caută ca prin folosirea lor să se perfecţioneze modulatoarele, detectoarele, filtrele etc.

Medicina şi biologia sînt domenii unde laserele se folosesc cu succes pentru realizarea de microbisturie. Un alt domeniu larg de aplicabilitate este şi fizica.

* * *

Prin semnarea de contracte şi purtarea de tratative comerciale, forţa de atracţie a Tîrgului a crescut şi a contribuit la înfăptuirea coexistenţei paşnice, dintre ţări. El s-a ţinut înaintea Conferinţei internaţionale pentru comerţ şi dezvoltare, care va trebui să constituie un moment extrem de important în istoria relaţiilor economice şi comerciale şi a dezvoltării economice mondiale, să pună bazele lichidării discrepanţei dintre partea dezvoltată a lumii şi cea economiceşte în curs de dezvoltare, care în prezent cuprinde aproximativ două treimi din populaţia globului.

NOTE TEHNICO-ECONOMICE

SATELIŢI STAŢIONARI ÎN TELECOMUNICAŢII

Rezultatele obţinute prin folosirea sateliţilor în telecomunicaţii impun folosirea pe scară largă a sateliţilor staţionari în scopul realizării unui serviciu de telecomunicaţii la distanţe mari, putîndu-se evita astfel — atît în domeniul radiocomunicaţiilor, cît şi în cel al telefoniei, pe plan mondial — dificultăţile actualelor mijloace clasice de comunicaţii.

În domeniul radiocomunicaţiilor, în februarie 1963, Adunarea plenară CCIR (Comitetul consultativ internaţional al radiocomunicaţiilor) a pus bazele unui acord internaţional în legătură cu utilizarea mijloacelor spaţiale. Se studiază utilizarea anumitor benzi de frecvenţă pentru sistemele de transmisie prin sateliţi, limitarea valorii puterilor la emisie şi recepţie pentru evitarea bruiajelor, metodele de modulaţie şi tipurile de sateliţi utilizabili etc.

Problemele de telefonie mondială fac obiectul preocupărilor a şase comisii CCITT (Comitetul consultativ internaţional de telegrafie şi telefonie), înfiinţîndu-se o comisie specială (Comisia B) pentru problemele telefoniei automate. Recomandările formulate pentru circuitele internaţionale se bazează pe un circuit teoretic, „circuitul fictiv de referinţă", care permite calcularea parametrilor unui circuit oarecare în funcţie de lungimea lui. În urma unor studii preliminare, s-a socotit posibilă adoptarea provizorie a unei valori mai ridicate pentru timpul de propagare admisibilă, cu scopul includerii unei legături prin sateliţi staţionari în toate comunicaţiile mondiale.

Pe de altă parte, dificultăţile prezentate de lipsa de fiabilitate şi stabilitate în cazul unui circuit liber se pot remedia prin folosirea sistemelor cu sateliţi staţionari, abonaţii dispunînd astfel de circuite stabile, în număr suficient şi accesibile în orice loc al globului, dar cu timpi de propagare mai lungi. Se studiază echiparea circuitelor prin sateliţi staţionari cu dispozitive compresoare-extensoare şi suprimatoare de ecou. Sistemul de circuite prin sateliţi staţionari va asigura nu numai accesul universal şi simultan, dar şi o mare posibilitate de dispersare spre alte centre secundare.

(Din „Journal des télécommunications", nr. 12, 1963).

TRANZISTOR OPTIC

În S.U.A. firma „International Business Mashine Corp" a realizat un tranzistor experimental care funcţionează folosind lumina.

Tranzistorul transformă curentul electric în lumină, iar lumina se transformă din nou în semnale electrice de înaltă frecvenţă. Avantajul acestui tranzistor constă în faptul că baza sa este mai simplă şi mai ieftină de confecţionat.

Tranzistorul optic este executat din arseniură de galiu şi îndeplineşte funcţiile tranzistoarelor obişnuite.

O parte din energia curentului la ieşirea din tranzistor se transformă în lumină, iar o parte trece prin tranzistor. Lumina este absorbită şi eliberează electronii la ieşire. Aceşti electroni trec prin circuitul exterior, formînd curentul de lucru. Se obţine acelaşi efect ca şi cum curentul ar trece prin tranzistor, dar de fapt energia este transportată de lumină.

Un avantaj important constă în faptul că lumina trece prin baza tranzistorului mult mai repede decît încărcăturile electrice.

În tranzistoarele obişnuite de înaltă frecvenţă, folosite la maşinile de calculat şi radiolocator, baza trebuie să fie extraordinar de subţire, pentru ca încărcăturile să treacă prin ea mai repede. Pentru un tranzistor optic nu este nevoie de o astfel de bază subţire.

Actualele modele ale acestor tranzistoare au o foarte mică amplificare de curent. Oamenii de ştiinţă de la firma constructoare a aparatului sînt însă de părere că această amplificare va putea fi sporită într-atît încît tranzistoarele optice să poată fi folosite pe tot cuprinsul gamei de utilizare a tranzistoarelor obişnuite de înaltă frecvenţă.

(Din „Design News", 20.V.1963)

TRANZISTOARE CU AVALANŞĂ

S-au realizat montaje cu tranzistoare cu avalanşă care, excitate de un semnal triunghiular, elimină liniile de întîrziere stînjenitoare într-un generator de impulsuri necesar unor numărătoare în decadă, lucrînd cu impulsuri de 10 ns.

Generatorul dă, la ieşirea comună, grupuri recurente de două sau trei impulsuri de cîteva nanosecunde cu o întîrziere ajustabilă individual, urmînd un impuls de sincronizare generat intern. Montajul construit a funcţionat cu trei tranzistoare de siliciu lucrînd în avalanşă la o tensiune de colector de 120 V. Aceste tranzistoare generează impulsuri de 8—10 V amplitudine pe o rezistenţă de 75 Ω, cu un timp de creştere mai mic de 1 ns.

(Din „Electronics", iulie—august, 1963).

REZISTENŢĂ-TUNEL

Rezistenţa-tunel este un nou dispozitiv cu efect tunel, care permite o folosire mai bună a diodelor-tunel.

Rezistența-tunel permite amplificatoarelor de impulsuri cu diode-tunel să lucreze cu un randament mărit, viteză mai mare și o putere disipată redusă.

Rezistența-tunel este confecționată prin placarea unei căi rezistive printr-o joncțiune de diodă-tunel. Ambele sînt asamblate pentru a forma un dispozitiv unic.

Un circuit în care se vede avantajul folosirii rezistenței-tunel alături de dioda-tunel, este un circuit monostabil, care poate fi folosit în multe aplicații unde este necesară o mare viteză de lucru.

Un avantaj important este faptul că puterea disipată e relativ redusă, de ordinul a 5 mW și poate fi redusă prin micșorarea curentului de vîrf, astfel încît se ajunge la puteri disipate de ordinul microwaților.

O aplicare imediată a unor etaje cu diodă-tunel — rezistență-tunel s-a făcut la calculatoarele digitale de mare viteză. Folosind aceste montaje pentru amplificarea de viteză mare la putere de disipație redusă, s-au putut construi subsisteme logice lucrînd la 300 MHz.

Autorii afirmă că, folosindu-se o tehnică de fabricație îmbunătățită, se poate mări frecvența de lucru a etajului basculant monostabil cu rezistență-tunel, pînă la 1 GHz.

JONCȚIUNE METAL-PLASMĂ

Generarea de armonice de către o joncțiune metal-plasmă a permis obținerea de frecvențe de 1 015 GHz de la o frecvență de intrare de comandă de 35 GHz. Sînt așteptate și frecvențe de microunde mai înalte decît a 29-a armonică, pentru o frecvență dublă de comandă. Principiul acestei tehnici este un contact plasmă gazoasă-metal. Densitatea plasmei este astfel aleasă, încît ea se comportă electric ca un conductor, așa că energia microundelor cu care este alimentată e condusă la joncțiunea plasmei cu electrozii de metal.

Aplicînd un cîmp continuu în regiunea sarcinii spațiale intense de ioni pozitivi, se formează la punctul real de contact o suprafață emițătoare de electroni (un suport catodic al unui arc catodic cald), electronii fiind extrași prin emisie autoelectronică. La aplicarea simultată a cîmpului continuu și a cîmpului de microunde, spotul catodic acționează ca un redresor de microunde, generînd armonice.

Nivelul puterii microundei de comandă este aproximativ de 10 W la 35 GHz, cu un curent continuu suprapus de 400—500 mA.

NOI ELEMENTE DE MEMORIE

De curînd a început să fie studiată folosirea de noi celule în miniatură din titanat de bariu pentru calculatoare logice și memorii.

Tensiunea de ieșire a acestor celule permite utilizarea lor la conducerea multor operații logice fără amplificare. Alte avantaje sînt citirea nedistructivă (care permite eliminarea dispozitivelor de reînscriere, deci simplificarea echipamentului) și circuite asociate mai puțin sensibile la imprimarea zgomotului și a interferențelor de cîmpuri magnetice.

RADIOTELESCOPUL DE LA PARQUES (AUSTRALIA)

Radiotelescopul, înalt de 64 m, de la Parques (Australia) se află instalat într-o vale, la circa 320 km vest de Sidney și 25 km de Parques, într-o regiune protejată de bruiajele radiațiilor provenite din radiosursele cerești. Instalațiile se întind pe o suprafață de 160 ha.

Radiotelescopul comportă un reflector parabolic cu diametrul de 64 m și distanța focală de 26 m. Semnalele slabe provenite din spațiul îndepărtat sînt concentrate de reflector pe o mică antenă de recepție, constînd într-o perdea de dipoli sau într-un cornet, a cărui orientare poate fi telecomandată pentru a efectua măsurările de polarizare și care se poate adapta ușor la observații pe lungimi de undă diferite. Semnalul e transmis printr-un cablu coaxial la insalația principală de recepție, care se află la etajul al doilea al turnului de beton.

Turnul este prevăzut cu un dispozitiv care permite orientarea reflectorului la orice azimut și posibilitatea de a da o distanță zenitală pînă la 60°. Datorită unei noi metode, reflectorul poate fi dirijat după coordonatele ecuatoriale ale corpurilor cerești. În jurul turnului se află, concentrică, o coloană cilindrică lungă, izolată bine, și care e prevăzută în vîrf cu un instrument optic analog celor utilizate în astronomia optică, avînd — în loc de telescop — o oglindă plană orientabilă în toate direcțiile. Un colimator optic fixat în mijlocul reflectorului verifică permanent direcțiile axei acestuia și ale oglinzii plane.

Pentru evitarea paraziților electrici locali, instalația a fost blindată în întregime, servoamplificatoarele și servomotoarele fiind bine izolate.

Cercetările astronomice ale acestui radiotelescop au început din 1962. Printre cele mai importante descoperiri, semnalăm rezultatele obținute în domeniul radiației cu polarizare liniară, stabilindu-se existența cîmpurilor magnetice rectilinii pe mari distanțe, infirmînd totodată legitimitatea teoriei sincrotonului în privința originii radiațiilor unor numeroși corpi cerești.

Radiotelescopul de la Parques a obținut rezultate valoroase și în cercetarea Marelui Nor al lui Magelan.

(Din „Journal des télècommunications" nr. 12/963).

RADIOTELESCOP GIGANTIC

În Anglia se construiește un radiotelescop gigantic care va permite oamenilor de știință englezi să exploreze Universul pe o adîncime mai mare ca înainte.

Noua instalație este prevăzută cu trei antene radiotelescopice montate în reflectoare parabolice avînd fiecare un diametru de 60 picioare. Două dintre ele vor fi fixe, în timp ce a treia se va deplasa de-a lungul unei căi de jumătate milă lungime — construită special în acest scop. Dirijarea precisă a instalației va permite radioastronomilor din Cambridge să contracareze efectele rotației pămîntului.

Radiotelescopul va permite „să se vadă retrospectiv" în timp, spre începutul Universului.

Nu se poate stabili cu precizie cît de departe se va putea vedea, dar se poate afirma cu siguranță că este vorba de o distanță mult mai mare decît patru cincimi din perioada de la începutul Universului. În cifre aproximative aceasta înseamnă că vor putea fi observate evenimente care s-au produs cu peste 7 000 de milioane de ani în urmă (perioadă în care lumina parcurge în spațiu o distanță de aproximativ 414×10^{20} mile).

Datele recepționate cu noul radiotelescop vor fi analizate cu ajutorul unui sistem de mașini electronice de calcul.

(Din „Science News Letter", 6.XI.963).

„RADIOGRAFIEREA" CABLURILOR

Karoly Kiraly, tehnician ungur din Szeged, a pus la punct un nou aparat care permite descoperirea rapidă și cu precizie a punctelor de ruptură din conductoare și din cablurile izolate. Grație acestui nou

procedeu electronic, reperajul unor asemenea defecţiuni se poate obţine în cel mai scurt timp. Cablul înfăşurat pe o bobină este derulat în faţa unui element sensibil al acestui dispozitiv care, întocmai ca un aparat de radioscopie, indică locul unde s-a produs ruptura prin izolantul care-l protejează.

(Din „Journal de télécommunications" nr. 12/963).

UN RELEU ZBURĂTOR PENTRU TELEVIZAREA JOCURILOR OLIMPICE

Societatea japoneză de radio şi televiziune a luat în studiu un nou sistem de transmitere care va fi folosit la televizarea jocurilor olimpice de la Tokio, utilizîndu-se elicopterul. Acesta poate retransmite semnale primite din locuri greu accesibile, blocate de clădiri sau înălţimi, şi poate purta o cameră de televiziune pentru transmiteri directe.

Controlul direcţiei antenei e asigurat astfel : în staţia de bază operatorul îndreaptă manual antena de recepţie spre elicopter, variind azimutul şi înălţimea antenei. Unghiul de azimut al antenei de recepţie e transmis la elicopter ca semnal de comandă, convertit în frecvenţă audio, traductorul fiind o rezistenţă variabilă al cărui rotor e cuplat cu axa de rotaţie a antenei. În elicopter, antena e cuplată cu un servomotor acţionat de o tensiune avînd amplitudinea proporţională cu frecvenţa recepţionată — deci cu unghiul de rotaţie al antenei de recepţie — astfel că ea e îndreptată întotdeauna spre acelaşi punct la orice mişcare a elicopterului. Eroarea staţionară este de 3°, cea dinamică este de 10°. Comparat cu sistemele mai vechi de retransmisie care dădeau o bandă laterală de frecvenţe de 1 MHz şi o bătaie de 4 km, noul sistem dă o bandă laterală de 2 MHz şi o bătaie de 80 km, puterile fiind respectiv de 2 W şi 5 W.

SISTEM DE TRANSMITERE ŞI RECEPŢIE A SEMNALELOR TELEFONICE

La baza sistemului stă principiul selectării periodice a semnalului vorbit şi al modificării neregulate a polarităţii valorilor selective conform programului dat. La capătul de recepţie, modificările polarităţilor se efectuează în ordine inversă, în conformitate cu acelaşi program. Amplitudinea semnalului transmis se transformă într-o serie de impulsuri negative şi pozitive cu înălţime constantă. În urma modificării sincrone a polarităţii la capătul de recepţie al sistemului se reproduce un semnal — cu aceeaşi compoziţie de frecvenţă — dar cu amplitudine constantă. La selectări cu o frecvenţă dublată în raport cu frecvenţa spectrului vorbit se asigură o bună recepţie, dacă în prealabil se întăreşte partea de înaltă frecvenţă a spectrului semnalului. Particularitatea sistemului constă în aceea că dacă semnalul transmis este detectat se obţine un semnal de curent continuu. Sincronizarea receptorului şi transmiţătorului poate fi realizată printr-un canal separat, sau prin transmiterea impulsurilor de sincronizare împreună cu semnalul vorbit.

(Din „Electronics Weekly", 17.VII.1963).

ÎNREGISTRAREA MOMENTANĂ A IMAGINII PE FOLII MAGNETICE

O dată cu introducerea televiziunii aplicate (industriale) în toate ramurile ştiinţei şi tehnicii, a apărut necesitatea reţinerii unei anumite imagini din desfăşurarea unui fenomen, care să poată apoi să fie observată şi studiată în mod amănunţit.

În străinătate s-a realizat un dispozitiv care permite înregistrarea pe folii magnetice a impulsurilor unei singure imagini de televiziune. Această folie magnetică are un diametru de 40 cm şi se roteşte cu 3 000 rot/min în jurul unei axe orizontale. În acest fel se obţine o viteză relativă de înregistrare şi de redare de aproximativ 50 m/s, viteza necesară pentru înregistrarea unei benzi de frecvenţă de aproximativ 10 MHz.

Pentru a evita tocirea rapidă a capetelor, sub folie se creează o pernă de aer care asigură o distanţă stabilă de 1 μm între folie şi capetele dispozitivului.

Pe o astfel de folie se pot înregistra 10 cadre complete sau 20 de semicadre sub formă de imagini fixe.

Înregistrările pot fi şterse oricînd prin intermediul unei comenzi electronice. Înregistrarea se poate păstra un timp practic infinit şi poate fi citită oricînd, fiind urmărită pe ecranul unui monitor.

Acest dispozitiv poate fi utilizat în unele cercetări fizice şi medicale, în microscopie, roentgenografie, endoscopie etc.

(Din „Das Ellektron", nr. 415, 1963).

AMPLIFICATOR DE REPORTAJ TRANZISTORIZAT TESLA ART 410

Acest tip de amplificator de reportaj complet tranzistorizat permite schimbarea nivelurilor tensiunilor de modulaţie furnizate de trei microfoane şi o linie cu nivel uniform de 1,55 V (3,1 V). El poate să fie de asemenea utilizat la înregistrarea modului de alimentare a unor linii telefonice de reportaj.

Pentru un control rapid în funcţionare şi pentru aflarea curbei de răspuns, aparatul conţine un generator care furnizează trei frecvenţe fixe (63, 1 000 şi 8 000 Hz) care au posibilitatea de a face legătura cu fiecare intrare a microfonului de la un comutator.

Aparatul este alimentat cu trei pile care furnizează o tensiune globală de 12 V şi care asigură o funcţionare neîntreruptă a aparatului pe timp de şase ore. Mai este prevăzută şi o priză, pentru o sursă exterioară de alimentare care se utilizează în cazul funcţionării neîntrerupte pe o perioadă foarte mare.

Aparatul este aşezat într-o cutie cu curea pentru a fi comod portabilă.

Date tehnice

— Tranzistoare : 2×105 NU 70, 8×106 NU 70, 4×107 NU 70, 6×101 NU 71, 2×102 NU 71, 3×OC 72, 4×1 NP 70, 2×2 NN 75 ;
— trei intrări pentru microfoane dinamice de 200 Ω ;
— amplificarea nominală 78 dB ;
— amplificarea maximă 88 dB ;
— impedanţa de intrare minimă 600 Ω ;
— intrarea simetrică fără legătură galvanică ;
— intrarea liniei 1,55 V ;
— amplificarea 10 dB ;
— circuit simetric fără legătură galvanică ;
— importanţa de intrare minimă, 1 200 Ω ;
— tensiunea nominală de intrare 0,2 mV ;
— tensiunea nominală maximă de intrare 10 mV ;
— curba de răspuns liniar — între 50 şi 15 000 Hz ;
— distorsiuni neliniare — 1%, 2,5% max. ;
— greutatea aparatului — circa 4,5 kg ;
— dimensiunile — 298×193×84 mm ;
— Consumul { nominal — 35 mA ; maxim — 60 mA.

(Din „Radiodiffusion et Télévision", mai, 1963).

COMANDA DE LA DISTANŢĂ A LEGĂTURILOR RADIOTELEFONICE FOARTE ÎNDEPĂRTATE

Superioritatea indiscutabilă a modulaţiei cu bandă laterală mică pentru legăturile radiotelefonice de mare distanţă în banda frecvenţelor înalte a determinat o firmă britanică ca să realizeze o staţie completă de 5 kW care cuprinde toate organele obişnuite cărora

li se adaugă un nou sistem de acord automat care permite funcționarea în bune condiții a stației, cu ajutorul unei comenzi la distanță. Acest dispozitiv este singurul de acest gen existent pînă în prezent în Europa. Stația comportă trei elemente principale: blocul de emisie tip TTA-187, blocul de recepție tip RTA-191 și blocul de comandă la distanță tip CSA-198.

Gama de frecvență este cuprinsă între 2 și 27,5 MHz cu o putere efectivă de vîrf de 5 kW la ieșirea din emițător.

Toate operațiile de comutare și acord și alegerea modului de emisie sînt executate cu ajutorul blocului de comandă la distanță. Caracteristica principală a sistemului de comandă rezidă în faptul că el funcționează cu semnal de ton de frecvență variabilă. Legătura dintre blocul de comandă și blocurile de emisie și recepție se poate face printr-un circuit telefonic dar printr-un radiotelefon THF.

În conformitate cu normele tehnice, stația răspunde la toate exigențele internaționale civile sau militare. Ea poate fi folosită ca o stație fixă, mobilă sau aeropurtată.

(Din „L'électricité — électronique moderne" iulie—august, 1963).

MAGNETOFON STEREOFONIC TELEFUNKEN

Acest nou tip de magnetofon are patru piste și permite o audiție stereofonică foarte bună.

Se pot utiliza role de 180 mm diametru maxim pentru fiecare dintre cele trei viteze de 19, 9,5 și 4,75 cm/s cu o toleranță de 1,06%. Prezintă fluctuații de 0,38% la viteza de 19 cm/s și de 0,08% la 9,5 cm/s.

Banda de trecere este de 30 la 18 000 Hz pentru viteza de 19 cm/s și de 30 la 16 000 Hz pentru viteza de 9,5 cm/s.

Impedanța de ieșire a difuzorului este de 5Ω, iar puterea nominală pe canal este de 2,5 W. Este prevăzut cu două difuzoare de 2,5×7 cm. Pentru ușurința manipulării are un contor numeric. Dimensiunile sînt de 200×410×290 mm, iar greutatea de 13,1 kg.

(Din „Radio et TV", iunie, 1963).

NOTE ȘI PREZENTĂRI

SCHEIDEL, C.: **Filtre electrice în industrie,** Bull. ASE, 54 (1963), nr. 18, mai, pag. 359—368, 17 fig., 8 ref. bibl.

După o descriere a construcției și principiilor de funcționare a filtrelor electrice pentru epurarea gazelor, sînt analizați factorii care influențează randamentul filtrului, și anume rezistivitatea electrică a prafului, conținutul de praf, punctul de rouă și conținutul de SO_3. Se dau indicații privind instalația de înaltă tensiune, schema de conexiuni, comanda automată și funcționarea acesteia. Soluția modernă constă în folosirea combinată a circuitelor electronice de timp și de declanșare, cu tiratroane cu catod rece și cu relee electromagnetice. Cu ajutorul acestor combinații se pot sesiza, selectiv, în funcție de amplitudine, toate impulsurile provenite din străpungerile filtrului, ceea ce permite un proces univoc de comandă.

Se prezintă aplicații ale filtrelor electrice în unele întreprinderi din sectorul de telecomunicații.

GRIESE, H. J.: **Proprietățile microfoanelor moderne,** Radio Mentor, 29 (1963), nr. 5, mai, pag. 414—418, 9 fig, 4 ref. bibl.

După ce se arată comparativ calitățile și defectele urechii și microfonului, insistîndu-se asupra fidelității de înregistrare a sunetelor, se prezintă cerințele tehnice care se impun unui microfon modern. Astfel, se arată că pentru determinarea gradului de directivitate al unui microfon este necesar să se definească întîi unghiul spațial, apoi modul de reprezentare a caracteristicii de frecvență. Se dau cîteva detalii cu privire la tehnica măsurărilor microfonice, cîteva diagrame de directivitate etc., după care se arată care este raportul semnal/zgomot și care este valoarea-limită a acestui raport în cazul unui microfon modern. Pentru micșorarea sensibilității față de perturbații se iau măsuri speciale de ecranare dublă a cablurilor. Sînt prevăzute, de asemenea, carcase metalice legate la pămînt, precum și măsuri de protecție contra cîmpurilor magnetice la care sînt cu deosebire sensibile microfoanele dinamice. Se iau și măsuri constructive pentru a se micșora sensibilitatea față de trepidații, fenomen care nu depinde atît de sistemul microfonului, cît de modul de construcție și de masa lui.

SEMEAKIN, F. V. și alții: **Măsurarea zgomotelor proprii ale microfoanelor,** Tehnika kino i televidenia, 7 (1963), nr. 4, aprilie, pag. 35—38, 3 fig. 1 tab., 2 ref. bibl.

Calitatea microfoanelor depinde în mare măsură de zgomotele proprii ale acestora, adică de valoarea tensiunii de zgomot care apare la ieșirea microfonului în absența sunetului. Zgomotele proprii reduc calitatea redării acustice, iar nivelul lor determină limita inferioară a gamei dinamice a redării acustice. Nevoia unei măsurări corecte a acestor zgomote capătă din această cauză o deosebită importanță în realizarea și încercarea diferitelor tipuri de microfoane. Se descrie și se dă schema unui aparat care permite măsurarea directă a raportului semnal/zgomot al microfoanelor, ținîndu-se seama de particularitățile auzului; se prezintă, de asemenea, date comparative obținute la încercarea diferitelor tipuri de microfoane.

Aparatul se compune din următoarele părți principale: 1) un amplificator cu nivel coborît al zgomotelor proprii; 2) un cuadripol cu caracteristici de frecvență corespunzătoare măsurărilor în trei puncte; 3) un detector pătratic cu instrument indicator; 4) un echipament pentru calibrarea interioară a aparatului; 5) blocul de alimentare.

FISCHER, G. H.: **Supravegherea modernă a calității cu ajutorul metodelor statistice în fabricarea tuburilor electronice și a semiconductoarelor,** Telefunken zeitung, 36 (1963), nr. 1/2, pag. 36—47, 23 fig., 9 ref. bibl.

Pentru a realiza condițiile de calitate ce se cer tuburilor electronice și semiconductoarelor, întreaga fabricație trebuie supusă unui control tehnic de calitate continuu; lucrul acesta se poate realiza ușor cu metode statistice.

Articolul se ocupă de principiile esențiale ale controlului calității elementelor componente ale tuburilor electronice și ale semiconductoarelor.

Tuburile electronice și semiconductoarele se compun dintr-un mare număr de piese detașate. Dacă se dorește a se obține un control tehnic eficace al calității acestor elemente de construcție, cunoașterea factorilor critici de influență este absolut necesară. Dependența funcțională a diferitelor valori ale caracte-

risticilor electrice de principalii factori de influență geometrici este reprezentată grafic în patru figuri.

În afară de mărimile geometrice, un mare număr de alte influențe trebuie luat în considerare la determinarea valorilor caracteristice. De exemplu, influența materialului brut și a procedeului de fabricație. În articol, se arată grafic influența unui procedeu de fabricație asupra parametrilor semiconductoarelor.

Autorul face în continuare o amplă descriere a felului de efectuare a controlului calității pentru elementele de construcție ce se obțin de la alt producător. Se descrie modul de utilizare a fișelor de control și modul de luare în considerație a măsurătorilor de control. Măsurarea depinde de o serie de factori, lucru ce duce la o împărțire a rezultatelor ce se ilustrează grafic. Apoi se indică o metodă de a determina nivelul calității pentru o anumită perioadă de timp și numai pentru o anumită cantitate de materiale.

În procesul de fabricație propriu, trebuie să se execute un control continuu al calității. Posturile de control se vor dispune la mașini sau automate în așa fel încît să se poată obține informații rapide care să permită o imediată intervenție practică. Modul de utilizare a diferitelor tipuri de fișe de control se prezintă grafic și cu exemplificări pentru diferite faze de fabricație.

Autorul mai descrie apoi controlul calității în sala de asamblare a pieselor detașate, indicînd metodele practice pentru acest lucru.

Asupra produsului finit, tuburi electronice respectiv semiconductoare, controlul calității se completează cu controlul durabilității și al securității funcționării.

FEDAK, A. : **Din practica aplicării metodei normative de calcul al prețului de cost în industria electronică și a utilajului pentru telecomunicații,** Rachunkowosc, 14 (1963), nr. 4, aprilie, pag. 121—126.

Forma calculațiilor normative diferă în funcție de caracteristicile producției. În cazul producției stabilizate și relativ simple se folosește o documentație tehnologică comună și pentru calculația normativă care se obține prin evaluarea datelor în expresie naturală din documentația tehnologică. În cazul unei producții variabile în timp și cu modificări frecvente ale normelor și procesului tehnologic, se întocmește o calculație normativă specială care se actualizează trimestrial sau semestrial.

În ceea ce privește unitatea de calcul al prețului de cost, se face distincție între unitatea de calcul — reprezentată prin fiecare variantă de produs — și unitatea de evidență, care cuprinde mai multe unități de calcul.

Prețul de cost normativ se stabilește pe fiecare unitate de calcul, iar prețul de cost efectiv și abaterile se determină pe unități de evidență, repartizîndu-se apoi proporțional cu prețul de cost normativ al produselor care intră în compunerea unității de evidență.

Pentru simplificarea lucrărilor, s-au luat măsuri de reducere a numărului articolelor de calculație prin includerea la articolul „materiale directe" a cheltuielilor de aprovizionare și a abaterilor de la prețurile de evidență. La articolul „materiale directe" se include și consumul de semifabricate cumpărate. Ca articol separat a fost introdus consumul de semifabricate din producție proprie.

AINBINDER, I. M. : **Bazele teoriei liniare a amplificatoarelor parametrice,** Radiotehnika, 18 (1963), nr. 5, mai, pag. 5—21, 15 fig., 6 ref. bibl.

Pentru calculul amplificatoarelor parametrice se propune o metodă bazată pe analogia cu teoria circuitelor cuplate. Metoda folosește separarea amplificatoarelor parametrice într-o porțiune liniară de schemă și în elementul neliniar propriu-zis, care este un dipol reactiv. Se studiază analitic relațiile ce caracterizează procesele din acest dipol și se analizează funcționarea circuitelor conținînd capacități neliniare, precum și cea a transformatoarelor parametrice (transformarea impedanțelor, relațiile energetice etc.) comparîndu-se cu comportarea transformatoarelor liniare. De asemenea se analizează influența elementelor parazitare asupra funcționării amplificatoarelor parametrice. Se dau schemele-bloc și se descrie funcționarea cîtorva tipuri de amplificatoare parametrice.

RADȚIG, I. I. : **Proiectarea unei linii neomogene pentru o adaptare de bandă largă,** Radiotehnika, 18 (1963), nr. 5, mai, pag. 29—37, 2 fig., 12 ref. bibl.

Adaptarea de bandă largă în domeniul frecvențelor ultraînalte între liniile de transmisiune și impedanțele de sarcină se poate realiza cu ajutorul liniilor neomogene. Se propune o metodă de proiectare a unei astfel de linii neomogene, cînd se cunosc coeficienții de reflexie în domeniul de frecvențe dat. Proiectarea constă în determinarea lungimii minime a unei linii neomogene care asigură o soluție compatibilă și în determinarea ulterioară a legii de variație a impedanței caracteristice, corespunzător cu această lungime și cu coeficientul de reflexie cerut. Proiectarea se bazează pe metodele clasice utilizate în cazul proiectării antenelor liniare, cu o caracteristică de directivitate dată.

Se expune formularea matematică a problemei și se analizează proprietățile problemei. Se studiază legea de variație a impedanței caracteristice a unei linii în trepte, determinîndu-se numărul și valoarea treptelor respective.

HODGKINSON, T. E. : **Proiectarea și fabricarea transformatoarelor subminiatură de audiofrecvență pentru radioreceptoarele echipate cu tranzistoare,** PIRE, Australia, 24 (1963), nr. 1, ianuarie, pag. 27—35, 8 fig., 1 tab., 3 ref. bibl.

Se propune un tip de transformator care realizează un compromis între dimensiunile foarte mici, costul convenabil și performanțele bune. Se dau schemele echivalente ale transformatorului pentru frecvențe joase, medii și înalte ; de asemenea se studiază pe curbe comportarea miezului, prezentîndu-se rezultatele în tabele. Totodată, se studiază geometria miezului, grosimea tolelor, tratamentul termic care are ca rezultat o creștere foarte importantă a permeabilității magnetice. Se dau date practice de proiectare a transformatoarelor ținînd seama de distorsiuni, de inductanța de scăpări, de capacitățile înfășurărilor, analizîndu-se totodată pierderile în cupru, pierderile în fier, precum și răspunsul cu frecvența.

* * * **Termistoarele,** Électronique professionnelle Belge, 26 (1963), nr. 205, aprilie, pag. 15—18, 1 fig.

Se insistă asupra cîtorva proprietăți ale termistoarelor în ceea ce privește felul în care intervine factorul de temperatură, și anume : variația rezistenței provocată de o schimbare a temperaturii ambiante ; variația rezistenței provocată de o încălzire locală și, în sfîrșit, variația rezistenței provocată de variația temperaturii termistorului, ca urmare a variației disipației termice în mediul înconjurător.

Pentru fiecare proprietate sînt enumerate aplicațiile mai importante. Astfel, prima proprietate implică folosirea termistoarelor în termometre, la termostate, în compensarea circuitelor metalice cu coeficient pozitiv de temperatură. În toate aplicațiile, termistoarele nu se încălzesc, deoarece nu se produce efectul Joule. A doua proprietate, bazată pe încălzirea termistoarelor, își găsește aplicație la întîrzierea declanșării re-

leelor şi la protecţia filamentelor contra supracurenţilor.

Ultima proprietate este folosită la măsurarea vidului, a presiunii şi a debitului.

NUJDIN, V.: **Milivoltmetru cu tranzistoare,** Radio, (1963), nr. 3, martie, pag. 50—52, 6 fig., 2 tab.

Aparatul este destinat pentru măsurarea tensiunilor alternative în gama de frecvenţe de 10—30 kHz şi are zece sub game. Rezistenţa de intrare a voltmetrului în primele cinci sub game este de circa 1 MΩ, iar în celelalte, de circa, 2 MΩ ; capacitatea de intrare nu întrece 15 pF. Scala milivoltmetrului este gradată în decibeli şi de aceea aparatul este comod pentru ridicarea curbelor de răspuns ale amplificatoarelor de joasă frecvenţă ale regulatoarelor de ton, de intensitate etc. Milivoltmetrul se alimentează de la pile electrice şi necesită un curent de maximum 2,5 A.

Tensiunea măsurată se aplică la intrarea primului etaj al amplificatorului de joasă frecvenţă, executat după schema cu ieşire pe emitor.

Milivoltmetrul este montat într-o cutie metalică dreptunghiulară cu dimensiunile de 35×135×180 mm, cu peretele din spate demontabil.

La reglarea şi etalonarea milivoltmetrului se recomandă să se folosească un generator de ton de tipul ZG-10 sau de alt tip, un voltmetru de curent alternativ cu clasă de precizie suficient de ridicată, analog celui reglat, şi un osciolograf (acesta nefiind obligatoriu).

La reglarea aparatului trebuie măsurate tensiuni mici de ordinul unităţilor şi fracţiunilor de milivolt, lucru ce prezintă anumite greutăţi.

Milivoltmetrul trebuie conectat cu 3—5 min înainte de începerea măsurării. În rest, aparatul se foloseşte la fel ca şi orice alt aparat cu tuburi electronice.

La ridicarea curbelor de răspuns, tensiunea la ieşirea dispozitivului studiat se stabileşte în aşa fel încît acul milivoltmetrului să indice O dB.

SOBOLEV, M. P. şi N. E. POPOVA : **Sistemul telefonic de curenţi purtători tip KV-12,** Vestnik sveazi, 23 (1963), nr. 3, martie, pag. 9—12, 5 fig., 2 tab.

Acest sistem este destinat pentru funcţionarea pe liniile simetrice principale şi regionale constituite dintr-un singur cablu cu mai multe perechi cu izolaţie din bandă de styroflex sau din hîrtie, pe perechile de semnalizare ale cablurilor coaxiale cu diametrul firelor de 0,9 mm şi pe cablurile depupinizate cu diametrul firelor de 1,4 mm.

Sistemul KV-12 funcţionează pe două faze, fiind prevăzut în două benzi. El foloseşte pentru transmitere spectrul de frecvenţe al sistemului V-12 funcţionînd pe linii aeriene de telecomunicaţii, într-un sens în banda 36—84 kHz, (grupa inferioară de frecvenţe), iar în sens invers în banda 92—143 kHz (grupa superioară de frecvenţe).

Sistemul KV-12 admite posibilitatea funcţionării în comun pe acelaşi circuit cu alte sisteme în care se foloseşte banda de frecvenţe pînă la 25 kHz.

Cu ajutorul lui se pot realiza legături pe liniile aeriene de telecomunicaţii cu intercalări de cabluri la trecerea peste ape mari, în regiunea unor căi ferate electrificate etc.

Căile telefonice ale sistemului KV-12 pot fi folosite drept circuit-bază pentru un sistem multicăi secundar de telegrafie armonică, foto şi radiodifuziune.

Raza maximă de acţiune (bătaia) a sistemului este de 2 400 km cu trei secţii de retransmisie, cu o lungime de maximum 800 km fiecare.

La proiectarea sistemului se porneşte de la condiţia psofometrică de zgomot în căile sistemului pe secţia de retransmisie a unei linii principale cu lungimea de 800 km într-un punct, pentru ca nivelul relativ zero să nu depăşească 8 000 pW măsurat psofometric. Din aceştia, lanţul de linie introduce 750 pW şi cele două staţii terminale — 500pW. Raportul dintre puterea zgomotului propriu, neliniar şi liniar, este de 1:1:2.

Pentru celelalte circuite care trec prin apropiere (cabluri nepupinizate) sînt prevăzute în sistem filtre speciale de blocare.

Sistemul KV-12 are dispozitive de reglare automată a nivelului (RAN) numai la terminale ; aceste RAN sînt electromecanice şi lucrează pe două frecvenţe. În staţiile de amplificare supravegheate este prevăzut un reglaj normal al amplificării pentru corecţii sezoniere, care trebuie efectuat de circa patru ori în perioada de variaţie maximă a temperaturii solului (peste 5° C).

Alimentarea electrică a terminalului KV-12, a repetoarelor supravegheate se realizează de la surse nestabilizate de curent continuu cu tensiunea de 24 V ± 10% (circuitele de filament şi de semnalizare) şi 220 V ± 10% (circuitele anodice).

Frecvenţele purtătoare şi de control ale echipamentului KV-12 se obţin de la un generator special, calculat pentru alimentarea simultană a două sisteme KV-12 care funcţionează atît în aceeaşi variantă, cît şi în variante diferite ale spectrelor de linie.

BORNOVOLOKOV, E. : **Convertoarele de frecvenţă,** Radio (1963), nr. 1, ianuarie, pag. 30—34, 16 fig., 6 ref. bibl.

În prezent cele mai multe radioreceptoare se construiesc după schemele superheterodină.

Superheterodina diferă de un receptor cu amplificare directă, prin prezenţa schimbătorului de frecvenţă (convertor).

Rolul convertorului de frecvenţă constă în convertirea tensiunii modulate de înaltă frecvenţă a semnalelor sosite, într-o tensiune tot de înaltă frecvenţă (frecvenţa intermediară), fără modificarea caracterului şi a tipului modulaţiei.

Convertorul de frecvenţă constă într-un oscilator local, un amestecător şi circuite oscilante. În unele radioreceptoare, amestecătorul şi oscilatorul local sînt destinate şi echipate cu tuburi sau tranzistoare diferite. Uneori pentru oscilatorul local şi pentru amestecător se foloseşte acelaşi tub sau tranzistor. În cazul cînd funcţiunile oscilatorului local şi amestecătorului sînt unificate într-un singur tub, întregul dispozitiv se numeşte etaj de conversiune sau — mai simplu — convertor.

Etajul convertor, în afară de transformarea semnalului de înaltă frecvenţă într-un semnal de frecvenţă intermediară, prezintă şi proprietăţi de amplificare. Factorul de amplificare al unui etaj convertor arată de cîte ori tensiunea de frecvenţă intermediară culeasă de sarcina convertorului este mai mare decît tensiunea semnalului care acţionează la intrarea convertorului.

Deoarece într-un convertor intră şi circuite rezonante, el prezintă proprietăţi selective. Selectivitatea etajului convertor depinde în special de factorul de calitate al circuitului de sarcină anodică.

Distorsiunile neliniare şi de frecvenţă introduse de un convertor sînt atît de mici, încît ele pot fi neglijate. Numai un singur tip de distorsiuni, care poartă denumirea de fluierături de interferenţă, poate crea perturbaţii la recepţie, chiar la un semnal slab. Acest tip de distorsiuni apare atunci cînd una sau mai multe dintre frecvenţele de combinaţie ce se formează în convertor se găsesc în limitele benzii de trecere a amplificatorului de frecvenţă intermediară care urmează după convertor.

În afară de acest tip de distorsiuni, convertorul poate să lase să treacă şi frecvenţele unor staţii radio perturbatoare care funcţionează pe o frecvenţă diferită de frecvenţa semnalului principal cu de două ori frecvenţa intermediară (canalul-imagine).

Convertorul mai creează şi un zgomot propriu, care reprezintă o perturbaţie importantă, mai ales la recepţia semnalelor slabe.

Pentru convertoare se pot folosi aceleași tuburi și tranzistoare ca și pentru amplificarea frecvențelor înalte. Rezultate mai bune se obțin însă prin folosirea unor tuburi speciale de amestec sau de conversiune.

În articol se dă o serie de scheme de etaje convertoare de frecvență. Un avantaj important prezintă schemele de convertor cascodă în receptoarele cu cîteva game, datorită numărului mic de capete de bobine comutate.

MEISTER, E. : **Autovehicul de depistare a paraziților radio, al serviciului de radio și televiziune,** Techn. Mitt. P.T.T., 41 (1963), nr. 5, mai, pag. 184—196, 13 fig., 1 tab.

Pentru depistarea paraziților radioelectrici la distanțe variabile de posturile de radio și televiziune, se impune folosirea unor autovehicule prevăzute cu aparatura necesară măsurărilor. Se arată factorii care determină alegerea aparaturii (gamele de frecvență, goniometria, consumul de curent, greutatea etc.) și a autovehiculului — spațiul disponibil, mersul liniștit al motorului, rezerva suficientă de putere, tipul de caroserie etc. — și instalațiile de alimentare cu energie electrică, constînd dintr-un generator de 24 V curent continuu în tampon cu o baterie de acumulatoare și un covertizor 24 V c.c. 220 V c.a., cu vibrator electromagnetic. Pe baza schemei-bloc a aparaturii, se arată modul de dispunere a diferitelor părți componente la bordul autovehiculului și modul în care este executat cablajul în panoul instrumentelor de măsurat. Se descrie apoi funcționarea instalației de radiogoniometrie optică mobilă.

HAMER, R. : **Transmisiune la mare distanță prin ghiduri de undă cu ajutorul modulației de frecvență : structuri practice de ghiduri de undă,** Electronic Engineering (Anglia), 35 (1963), nr. 419, ianuarie, pag. 2—7, 1 tab., 2 diagr., 10 ref. bibl.

Lucrările practice și experimentale efectuate nu au permis încă să se pună la punct un material dielectric cu pierderi suficiente, care să permită realizarea unui ghid de undă circular cu linii dielectrice pentru transmisiuni telefonice multicăi cu modulație de frecvență.

Se studiază posibilitatea utilizării celui mai bun ghid de undă cu linii dielectrice care poate fi obținut, împreună cu filtre schimbătoare de mod TE_{12} montate la anmite intervale. După ce se examinează utilizarea degenerescenței de mod pentru atenuarea modului TE_{12}, se propune utilizarea unei structuri de ghid de undă în spirală.

Se constată, teoretic și experimental, că un anumit ghid de undă în spirală, deși nu reprezintă un model optim, prezintă totuși performanțe corespunzătoare pentru transmisiunea a 2 700 căi cu modulație de frecvență.

DE LOTTO, I. : **Oscilatoare autoblocate cu tranzistoare,** Alta Frequenza (Italia), 32 (1963), nr. 3 martie, pag. 199—206, 4 fig., 2 diagr., 15 ref. bibl.

Oscilatorul autoblocat cu tranzistoare este un montaj simplu de generator de impulsuri cu perioadă stabilă. La analiza clasică a acestui montaj se studiază efectul sarcinii de înmagazinare asupra duratei.

În montajul studiat, starea de repaus este neconductivă, iar un impuls provoacă funcționarea tranzistorului pe o durată determinată de circuitul temporizator. Se analizează durata acestei stări nestabile în funcție de parametrii tranzistorului și de sarcina de înmagazinare, în două stări specifice : saturație și nesaturație. Relațiile dintre timpul de rămînere în starea nestabilă și constanta de timp de saturație sînt prezentate grafic pe bază de date experimentale. Se arată apoi efectele variațiilor de temperatură.

JONES, S. R., MAESTRI, A. ș.a. : **O antenă de emisie de televiziune lucrînd în banda frecvențelor ultraînalte pentru emițătorul instalat pe Empire State Building din New-York,** IRE International Convection Record (S.U.A.) (1962), pag. 113—120, 8 fig., 6 ref. bibl.

Condițiile principale impuse la construcția noii antene din banda frecvențelor ultraînalte (unde decimetrice) ce urmează să fie instalată pe pilonul-turn de pe acoperișul clădirii Empire State Building din New-York sînt : cîștig mare, acoperire azimutală omnidirecțională, putere de alimentare mare, interferență neglijabilă cu antenele ce lucrează în banda undelor metrice.

Pentru a realiza un grad înalt de omnidirecționalitate a caracteristicii azimutale, s-au montat numai patru surse de radiație identice, dispuse pe o structură largă de secțiune pătratică ; metoda se bazează pe utilizarea de elemente directive ale căror caracteristici sînt orientate uniform în direcția tangentă la cercul ce trece prin centrele lor efective de radiație.

Performanțele antenei, măsurate experimental cu ajutorul unor modele la scară, sînt foarte apropiate de datele deduse prin calcul.

MATTFELD, J. : **Etaje finale în contratimp, clasa B, fără transformator de ieșire,** Radio-Mentor, 29 (1963), nr. 4, aprilie, pag. 307—309, 11 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

Pentru a se înlătura dezavantajele etajelor finale cu transformator de ieșire (pierderi suplimentare, greutate și volum mare, cost ridicat) care lucrează în clasă B, în ultimii ani se folosesc pe scară mare etajele finale fără transformator de ieșire, atît în cazul echipării cu tuburi electronice, cît mai ales în cazul aparatelor cu tranzistoare. Particularitățile acestui tip de montaj sînt : curent de colector mare la tranzistorul de excitație ; la o aceeași tensiune a bateriei, fiecare tranzistor din etajul final în contratimp are numai jumătate de tensiune drept tensiune de colector, ceea ce înseamnă că, pentru o egală putere de ieșire, curenții de colector au valoare dublă ; curenți de bază aproximativ dubli ; sînt necesare două rezistențe dependente de temperatură cu două regulatoare de reglaje ; în anumite montaje, difuzorul se conectează printr-un condensator de capacitate mare. Se arată bazele de calcul al etajului final și apoi al etajului de excitație, deducîndu-se formulele de calcul pe baza unor scheme explicative și a unor diagrame. Etajul de excitație este prevăzut cu un transformator intermediar, al cărui calcul este redat în articol. Se dau valorile diferitelor piese componente ale schemei.

LANGLOIS, P. J. : **Diodele-tunel măresc și viteza circuitelor logice construite cu tranzistoare și rezistențe,** Electronics, 36 (1963), nr. 19, mai, pag. 50—51, 3 fig.

Utilizarea în circuitele logice alcătuite din tranzistoare și rezistențe a unor diode-tunel reduce în mare măsură limitele vitezei de răspuns a acestor circuite. După ce se trec în revistă caracteristicile diodelor-tunel, precum și ale tranzistoarelor utilizate în acest tip de aplicații, se prezintă două tipuri de circuite logice alcătuite cu aceste elemente, amîndouă avînd tranzistoarele în scheme cu emitorul comun. În prima variantă se utilizează diode-tunel de curent slab, iar în a doua variantă, diode-tunel de curent intens, într-o schemă cu reacție. Se dau schemele și se descrie funcționarea lor, insistîndu-se asupra creșterii vitezei de răspuns. Se indică posibilitatea de a se obține pe această cale atît celule NICI cît și NICI-ȘI ; de asemenea, ca o perfecționare se arată funcționarea schemelor în care circuitul de reacție amintit se prezintă sub forma unui circuit basculant astabil, mono- sau bistabil.

CHAMPEIX, R. şi HUBER, H. : **Aspecte statistice ale fiabilităţii tuburilor electronice,** L'Onde Électrique (1963), septembrie.

Folosirea pe scară largă a tuburilor electronice în instalaţiile electronice şi, mai ales, concurenţa mare a tranzistoarelor, au pus acut problema studierii mijloacelor de mărire a siguranţei de funcţionare a acestor tuburi, adică problema „fiabilităţii" lor.

După definiţia dată de către autori, fiabilitatea unui material este o proprietate determinată de trei parametri, şi anume : probabilitatea pe care o prezintă acest material (în speţă tubul electronic) de a realiza funcţii determinate, în timp determinat şi în condiţii determinate.

Fiabilitatea prezintă un dublu aspect : un aspect statistic şi de previziune, diferit de rezultatele experimentale asupra comportării materialului (sub formă de curbe statistice), şi un aspect tehnologic, constînd în găsirea soluţiilor tehnice pentru ca aparatul electronic să funcţioneze corect şi în condiţiile operaţionale impuse.

Articolul lui Champeix şi Huber analizează primul aspect, raportat la tuburile electronice, pe baza rezultatelor obţinute, pe cale experimentală, în privinţa fiabilităţii lor. Se pot astfel stabili rebuturile care-şi au originea în faza de proiectare a tuburilor, ca şi cele rezultate din construcţia lor. Această dublă constatare implică o mare răspundere pentru orientarea cercetărilor în vederea ameliorării coeficientului de fiabilitate al tuburilor electronice.

PEEL,G.C. : **Diplexere de canale,** Wireless World, 69 (1963) nr. 9, septembrie, pag. 442—444, 3 fig. 2 ref. bibl.

La primele emisiuni de televiziune, transmiterea sunetului şi a imaginii se realiza cu ajutorul a două antene separate ; cu timpul însă s-a constatat că e mult mai avantajos să se combine ambele transmisiuni pe o antenă comună. În acest fel pentru un cîştig dat al antenei, se pot obţine economii importante. Ca atare, în ultimii ani s-au proiectat şi realizat unităţi complexe de impedanţă constantă şi antene de bandă largă.

Cu creşterea numărului de programe pe o anumită suprafaţă, se pune problema transmiterii pe o singură antenă a două programe. În prezent acest lucru este pe deplin posibil, cu ajutorul antenelor de mare cîştig şi cu bandă suficient de mare.

Mergînd pe această linie, astăzi se utilizează, pe scară largă, antene de bandă largă şi cîştig ridicat, deşi în general acestea folosesc pentru transmisia unui singur program. De exemplu, se construiesc antene ce pot acoperi întreaga bandă III (174—223 MHz).

La introducerea în Irlanda a sistemului de televiziune cu 625 linii în banda III, s-a pus problema transmiterii simultane cu aceeaşi antenă a două programe în banda III corespunzătoare standardelor de 625 linii şi de 405 linii, deja existente. În acest scop staţiile de televiziune de la Dublin şi Sligo au fost echipate cu unităţi combinate bicanal sau diplexere de canale.

Articolul descrie un diplexer de canale de tipul celor folosite la aceste staţii.

Diplexerul este de tipul punte dublă şi foloseşte pentru asigurarea funcţionării pe o singură antenă a două emiţătoare : unul corespunzător standardului de 625 linii, de putere 5 kW, asociat cu un emiţător de sunet de 1 kW, şi celălalt corespunzător standardului de 405 linii, de 5kW, asociat cu un emiţător de sunet de 1,25 kW.

Articolul prezintă schema electrică echivalentă a diplexerului, construcţia mecanică şi performanţele diplexerului.

Se dau indicaţii asupra modului de proiectare.

FIX, H., şi HABERMANN, W. : **Contribuţie la problema raportului semnal/zgomot la înregistrarea magnetică a imaginilor de televiziune,** Rundfunktechn. Mitt., 7 (1963) nr. 2, aprilie, pag. 96—100, 2 tab., 4 ref. bibl.

Se expune o serie de cercetări făcute în scopul localizării surselor de zgomot care intervin la înregistrare şi la redare. Importanţa relativă a diverselor componente ale zgomotului precum şi repartiţia lor spectrală au fost măsurate cu ajutorul metodelor selective în mai multe puncte ale canalului de redare. De asemenea, s-a determinat influenţa limitării de amplitudine asupra spectrului zgomotului, precum şi transpunerea zgomotului, realizat de către demodulatorul de frecvenţă, din gama de FI în gama de VF. Rezultatele cercetărilor arată că banda magnetică însăşi trebuie considerată ca principala sursă de zgomot. S-au făcut şi încercări de a se ameliora raportul semnal/zgomot prin mijloace electronice. În acest scop, s-au introdus reţele corectoare, atît la intrarea cît şi la ieşirea etajelor de FI şi VF (videofrecvenţă). O comparaţie a măsurărilor a arătat o superioritate netă a corecţiei la FI. Inconvenientele acestei metode au putut fi înlăturate.

RECENZII

Sergiu Condrea: **Bazele telecomunicaţiilor pe fir,** vol. I, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1963.

Cartea reprezintă volumul I al manualului cu acelaşi nume. Manualul se adresează în primul rînd studenţilor din specialitatea telecomunicaţii cu fir. Prin varietatea problemelor abordate, el este util şi altor categorii de cititori, constituind însă o carte de bază pentru inginerii care lucrează în domeniul telecomunicaţiilor.

Volumul I cuprinde tratarea problemelor referitoare la semnale, dipoli şi cuadripoli. În volumul II, după cum arată autorul în prefaţă, se vor trata problemele referitoare la linii, filtre, sinteza reţelelor şi teoria informaţiei.

În primul volum, tratarea se face pentru regim permanent, studiindu-se în special imitanţele de intrare sau de transfer, cu hodrografele corespunzătoare, neabordîndu-se problema studiului în funcţie de variabila $p=\sigma+j\omega$, studiu care urmează a fi făcut în volumul II.

Cartea conţine o introducere şi şase capitole. Vom analiza în cele ce urmează conţinutul capitolelor constitutive ale cărţii.

În capitolul 1 — Semnale — se abordează noţiunea de semnal, şi se analizează tipurile de modulaţie cu purtător sinusoidal : MA, MF, MP, cum şi tipuri de modulaţie avînd ca purtător o succesiune de impulsuri : MIA, MIL, MIP, MIF, MIC. Sînt prezentate pe scurt formulele de definire şi unele aplicaţii pentru seria şi integrala Fourier. Calculele sînt prezentate condensat şi se dau deduceri interesante, cum sînt de pildă deducerilor spectrelor : pentru o sinusoidă simplu sau dublu redresată, folosim spectrul funcţiei de întrerupere sau al funcţiei de comutaţie (pag. 32). Credem că la pagina 40 motivarea reţinerii termenului $(1/2)\,e^{j\varphi}\,S\,(\omega-\Omega)$ din spectrul unui impuls de înaltă

frecvență este incompletă. Trebuie arătat că această reținere este justificată în cazul sistemelor care au factorul de transfer selectiv, acordat pe frecvența Ω, frecvența purtătoare.

În capitolul 2 — Dipoli — sînt analizate : conceptul de dipol, schemele echivalente ale dipolilor activi și pasivi, circuitul serie și circuitul derivație. Sînt prezentate foarte clar schemele echivalente ale dipolilor pasivi și activi, independenți și dependenți, scheme cu largă aplicație în circuitele cu tuburi și tranzistoare. De asemenea, sînt prezentate cîteva scheme de dipoli echivalenți la toate frecvențele. Sînt explicate detaliat reprezentările hodografelor impedanțelor în planul complex și se prezintă construcțiile grafice pentru cazul cînd hodograful se transformă prin modificarea unui element R.L.C. în paralel (pag. 100). Sînt studiate analitic și grafic curbele de rezonanță ale circuitului serie și cele ale circuitului derivație. Privitor la paragraful 2.6.1 (Rezonanța circuitului serie) trebuie observat că folosirea calculului operațional ar fi permis deducerea mai rapidă a răspunsului tranzitoriu. La pagina 53 se reiau problemele de serie Fourier, care au fost tratate la pagina 30. Era poate cazul ca ele să fie închise la capitolul de semnale.

În capitolul 3 — Tripoli — mai puțin dezvoltat, se studiază parametrii unui tripol, precum și cunoscuta transformare din stea în triunghi și invers. Se analizează de asemenea posibilitatea de transfigurare a altor structuri de tripoli.

În capitolul 4 — Cuadripoli — se studiază : clasificarea cuadripolilor, scheme echivalente ale cuadripolilor, imitanțele cuadripolilor, parametrii cuadripolilor, conectarea cuadripolilor, cuadripolii în scară, cuadripolii în punte. Se remarcă elemente noi și interesante introduse în carte, cum sînt cele care urmează. Se expune teoria impedanțelor cuadripolului îndoit (Zeliah), care permite determinarea parametrilor unui cuadripol simetric.

Se introduc parametrii de repartiție *S*, ai unui cuadripol, și se scriu ecuațiile în *S*. Se arată astfel o linie nouă, indicîndu-se o metodă de calcul pentru cuadripoli, care are o largă aplicație, mai ales în microunde. Ar fi fost cazul ca acest paragraf să fie mai dezvoltat. De asemenea, se arată aplicarea calculului matricial la conectarea în diferite moduri a cuadripolilor. Aici trebuie menționată folosirea metodei (flowgraphs) (pag. 220), numită de autor „grafice de afluenți", pentru înmulțirea a mai multor matrice. Trebuie observat că în cîteva locuri se puteau da deduceri mai simple. Astfel, la pagina 120 condiția de reciprocitate $|A| = 1$ se poate obține mai simplu folosind ecuațiile de transmitere în sens opus și egalînd $B = B_1 |A|$, din care rezultă $|A| = 1$. De asemenea, la pagina 166 nu mai este necesar să se verifice direct conservarea unghiurilor, întrucît transformarea studiată este omografică, or, se știe că ea păstrează unghiurile în tot planul, cu excepția unui punct.

În capitolul 5 — Transformatorul — sînt analizate : schemele transformatorului, transformatorul ideal, transformatorul perfect, transformatorul real. Sînt analizate în detaliu autotransformatorul, transformatorul diferențial, care are o largă utilizare în sistemele telefonice, și circuitele cuplate. Expunerea este clară și este însoțită de grafice explicative.

În ultimul capitol — Cuadripoli nereciproci — sînt prezentate pe scurt problemele moderne de giratori, transformatoare de impedanță negativă, cu schemele respective și matricele care le caracterizează.

Ca terminologie, autorul folosește terminologia clasică a telecomunicațiilor cu fir. Ni se pare foarte indicată introducerea termenului de „diport" pentru cuadripol.

Stilul și expunerea sînt clare, reușind să realizeze încorporarea, într-un număr relativ mic de pagini, atît a unor probleme clasice cît și a unor probleme noi, care au fost menționate mai sus.

În concluzie, cartea profesorului ing. Sergiu Condrea reprezintă o contribuție deosebit de valoroasă, constituind un prim volum dintr-un manual modern și la un nivel înalt privitor la Bazele Telecomunicațiilor pe fir.

Ing. D. STANOMIR

INVENȚII ȘI INOVAȚII

Dispozitiv și instalație de comandă secvențială cu elemente de comutație statică. Brevet R.P.R. nr. 42.273

Sînt cunoscute procedee și dispozitive care realizează comanda într-o secvență de trepte logice, utilizîndu-se în acest scop relee electromagnetice. Acestea prezintă însă dezavantajul că folosesc elemente de contact.

Invenția, realizată de ing. Dan Valentin Constantinescu, ing. Adrian Iosipescu și ing. Maria Mihăiescu, se referă la un dispozitiv de comandă secvențială folosind elemente statice de tip NICI dispuse într-un modul și la o succesiune de moduli realizînd o instalație cu program fix, adică o succesiune prestabilită de comenzi de punere în funcțiune a unei mașini sau a unui proces.

Sînt cunoscute procedee și dispozitive care folosesc pentru comanda secvențială elemente statice de tip ȘI, SAU, NICI, MEMORIE, cerințele oricărei probleme de comandă fiind satisfăcute de o combinație convenabilă de ansambluri logice.

Aceste procedee prezintă dezavantajul că pentru fiecare tip de comandă trebuie proiectat un dispozitiv de comandă specializat care, pentru a-și putea autocontrola succesiunea corectă a comenzilor și pentru a fi protejate contra comenzilor false, au legături și elemente suplimentare care complică schema și măresc numărul de elemente.

Sînt cunoscute și sisteme de comandă secvențială cu elemente statice care grupează elemente logice de tip ȘI, SAU, MEMORIE în moduli, care pentru fiecare fază realizează un program conform căruia o fază oarecare pornește numai cînd vine semnal de comandă de la inițiatorul său și în același timp faza anterioară este în funcțiune și se oprește dacă faza următoare intră în funcțiune, faza putînd fi inițiată și oprită și prin comenzi manuale.

Dezavantajul acestor dispozitive constă în faptul că un modul este realizat din elemente logice de tip diferit, numărul de elemente constructive din care sînt realizate la rîndul lor elementele logice fiind mare.

Dispozitivul de comandă secvențială conform invenției, realizat sub formă de modul, înlătură aceste dezavantaje prin aceea că, în scopul realizării unui modul din elemente logice tip, este format din două elemente NICI, un element de memorie și facultativ un buton de comandă, legate între ele astfel încît, cînd la intrarea într-o primă celulă NICI se

transmite o pauză provenită din inversarea semnalului aplicat altei celule NICI şi în acelaşi timp la a doua intrare a primei celule NICI se transmite de asemenea o pauză, prima celulă NICI comandă pornirea memoriei, iar aceasta începe să transmită prin una dintre ieşiri o comandă la elementele de execuţie iar prin a doua ieşire o pauză la intrarea modulului următor, pentru a-l pregăti de funcţionare.

Instalaţia conform invenţiei este constituită prin interconectarea secvenţială a dispozitivelor de comandă, fiecare dispozitiv fiind afectat unei faze a comenzii secvenţiale.

Se dă mai jos un exemplu de realizare a invenţiei în legătură cu figurile 1, 2, 3, care reprezintă :

— figura 1, schema unui dispozitiv de comandă secvenţială inclusiv mijloacele de acţionare manuală ;

— figura 2, schema unui dispozitv de comandă secvenţială fără acţionare manuală ;

— figura 3, schema unei instalaţii de comandă secvenţială a unei maşini-unelte (de ex. maşina de găurit) care face parte dintr-o linie de transfer.

Dispozitivul de comandă *A* conform invenţiei are două intrări de pornire *1* şi *2* şi două ieşiri *3* şi *4*, şi începe să lucreze dacă primeşte semnal pe intrarea *1* a celulei NICI N_1 de la un mijloc de iniţiere al dispozitivului, de exemplu un limitator de cursă. Celula N_1 inversează semnalul, adică transmite la ieşirea sa *5* pauză cît timp durează semnalul de la intrarea *1*. Celula N_2, neprimind semnal nici

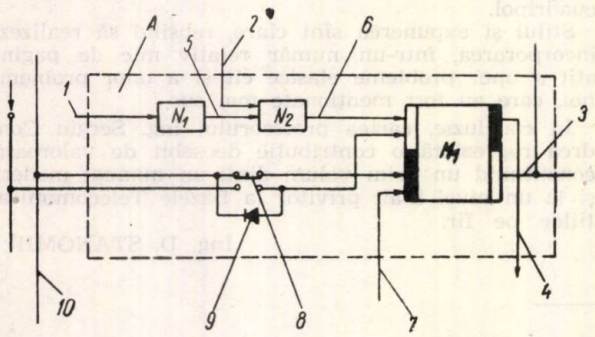


Fig. 1.

pe intrarea *2* nici pe intrarea *5*, transmite semnul prin ieşirea *6* la celula de memorie M_1. Aceasta începe să lucreze şi transmite semnal prin ieşirea sa *3* şi pauză prin ieşirea *4*. Ieşirea *4* este legată la intrarea *2* a celulei NICI din dispozitivul de comandă următor *B*, a cărui pornire este permisă de transmiterea pauzei prin această legătură.

Ieşirea *3* transmite semnal în două direcţii : la intrarea de oprire *7* a dispozitivului de comandă precedent, pe care îl opreşte, precum şi la elementele care amplifică şi distribuie semnalul către organele de execuţie corespunzătoare fazei de lucru. Această situaţie se menţine pînă ce iniţiatorul dispozitivului de comandă următor *B* este acţionat şi acest dispozitiv intră în funcţiune transmiţînd un semnal de oprire prin intrarea *7* a dispozitivului *A*.

Un buton de comandă manuală *8* serveşte pentru comanda fazei respective fără respectarea ordinii prestabilite. Prin apăsarea butonului *8* se transmite semnal de pornire memoriei M_1 şi în acelaşi timp printr-o diodă *9* trimite un semnal de oprire generală tuturor celorlalte dispozitive de comandă.

În fiecare dispozitiv de comandă acest semnal ajunge la o intrare de oprire *7* a celulei de memorie M_1, M_2, M_3, trecînd prin contactul normal închis al butonului respectiv *8*. Face excepţie numai dispozitivul de comandă pe al cărui buton s-a apăsat şi care are astfel întreruptă calea de oprire prin contactul său normal deschis.

Dacă pentru instalaţia de comandă secvenţială sau pentru o anumită fază a ei nu este necesară comanda manuală, ea se suprimă, aşa cum e arătat în figura 2 eliminînd dioda *9*, butonul de comandă *8* şi legăturile sale.

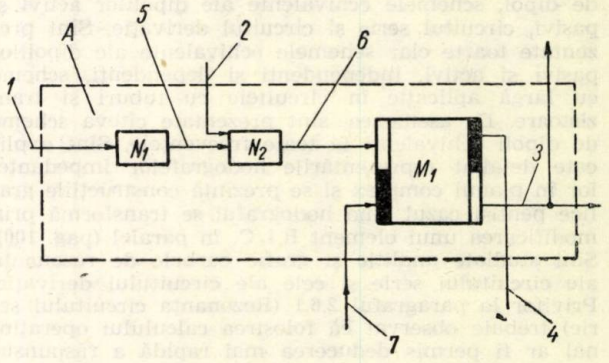


Fig. 2.

Instalaţia de comandă secvenţială conform invenţiei, aplicată la o maşină de găurit al cărei program cuprinde următoarele faze :

— avansul rapid al capului portsculă ;

— avansul lent al capului şi găurirea piesei ;

— retragerea rapidă a capului,

cuprinde : organele de execuţie ale instalaţiei, constituite din doi electromagneţi *11* şi *12*, comandaţi de dispozitivele *A* şi *B* care acţionează la rîndul lor dispozitivele hidraulice ale maşinii de găurit pentru deplasările capului portsculă (nereprezentate în figură).

Comanda de pornire în avans rapid a maşinii este dată de la schema centrală a liniei de transfer, prin întreruperea semnalului pe linia *2* de la in-

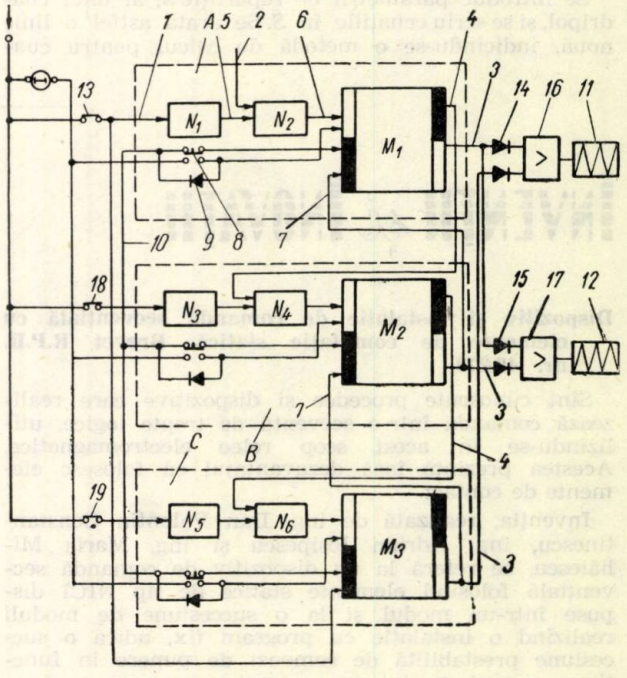


Fig. 3.

trarea dispozitivului de comandă *A*. Dacă în acelaşi timp capul portsculă este retras în poziţia corectă de repaus şi ţine închis un limitator de cursă *13*, atunci prin limitator se aplică semnal şi la intrarea *1* a celulei N_1. Dispozitivul de comandă *A* este astfel pus în condiţiile normale de lucru şi la ieşirea

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

sa apare un semnal care se aplică elementelor de execuţie *11* şi *12* prin intermediul unei matrice simple cu diode *14* şi *15* şi al unor amplificatoare *16* şi *17*.

Dispozitivul *A* funcţionează cît timp durează avansul rapid al maşinii, şi anume pînă cînd capul portsculă loveşte un al doilea limitator de cursă *18*. Semnalul de la acesta împreună cu pauza transmisă de la ieşirea *4* a dispozitivului *A* se aplică intrărilor respective ale dispozitivului următor *B*, care începe să funcţioneze. Semnalul de ieşire al dispozitivului *B* comandă electromagnetul *12*, ceea ce provoacă avansul lent al capului portsculă. În acelaşi timp, semnalul de ieşire al dispozitivului *B* se aplică intrării de oprire 7 a celulei de memorie M_1 din dispozitivul *A*, oprindu-l, iar ieşirea complementară a dispozitivului *B* transmite pauză la intrarea dispozitivului următor *C*, pregătindu-l de lucru.

Faza de avans lent, în care maşina efectuează găurirea piesei de prelucrat, durează pînă cînd capul portsculă loveşte un al treilea limitator de cursă *19*. Semnalul dat în acest limitator pune în funcţiune al treilea dispozitiv de comandă *C*, care comandă faza de retragere rapidă a capului portsculă prin intermediul amplificatorului *16* şi al electromagnetului *11*. Ajungînd în poziţie de repaus, capul portsculă loveşte limitatorul *13*, care dă semnalul de oprire ultimului dispozitiv *C*.

Instalaţia conform invenţiei prezintă următoarele avantaje :

— elementele schemei fiind grupate după faze şi nu după organele de execuţie, se poate forma un lanţ oricît de lung de comenzi, eventual cu ramificaţii, prin montarea în cascadă a numărului de dispozitive de comandă necesar ;

— instalaţia este protejată împotriva acţionărilor false şi împotriva acţionării fazelor în altă ordine decît cea corectă în regim automat ;

— un iniţiator care trebuie să dea o comandă o singură dată în cursul unui proces, chiar dacă este acţionat de mai multe ori în timpul procesului, nu va da comanda decît în faza corectă ;

— pentru realizarea dispozitivului de comandă se utilizează numai elementul logic de tip NICI.

ŞTIRI DIN ÎNTREPRINDERI

● Uzinele Electronica au produs un nou radioreceptor „Select 2" S633A, de tip superheterodină cu 3+2 tuburi electronice din seria E80, destinat pentru recepţia emisiunilor cu modulaţie în amplitudine, funcţionînd pe trei game de undă. El este prevăzut cu indicator optic de acord, control de ton, borne de picup şi ieşire pentru difuzor suplimentar.

De asemenea, radioreceptorul este echipat cu un difuzor de 2,5 VA, cu un diametru de 146 mm.

Noul radioreceptor este încasetat într-o casetă din furnir stratificat mulat şi furniruit, cu ornamentaţii metalice, avînd un aspect modern şi elegant. Dimensiunile sînt : 516×325×225 mm.

Greutatea aparatului este de circa 12 kg.

Radioreceptorul se alimentează de la reţeaua de c.a. 50 Hz la tensiunile de 110, 120 şi 220 V.

Gamele de undă recepţionate :

— UL 1 035—2 000 m (290—150 kHz).

— UM 188—566 m (1 590—530 kHz).

— US 16,7—50 m (18—6 MHz.)

Sensibilitatea maximă a radioreceptorului pentru o putere de 50 mW la ieşire pentru :

— UL—100μV ;

— UM—100μV ;

— US—150 μV.

iar la bornele de picup, 40 mV.

Selectivitatea : la 1 MHz pentru un dezacord de ±9kHz., corespunde o atenuare de minimum 20dB.

Eficacitatea reglajului tonalităţii : atenuarea frecvenţei de 3 000 Hz în poziţia „ton închis" faţă de poziţia „ton deschis" va fi de minimum 8 dB.

Consumul radioreceptorului din reţeaua de c.a. este de maximum 65 VA.

● În cadrul Uzinelor Electronica s-a realizat generatorul de înaltă frecvenţă capacitiv de 5 kW.

Generatorul se compune dintr-un :

— oscilator de înaltă frecvenţă realizat cu un tub cu răcire forţată de aer.

— un redresor hexafazat pentru tensiunea anodică tip Larionov ; primarul transformatorului de înaltă tensiune poate fi conectat fie în stea, fie în triunghi, cu ajutorul unui comutator ;

— sistemul de comandă, automatizare şi control.

Generatorul se alimentează de la reţeaua de curent alternativ 50 Hz. la 220/380 V, trifazic.

Intervalul de temperaturi admisibile, pentru a lucra normal, este de 10—30°C la o umiditate normală (65%).

Generatorul este protejat de o carcasă metalică pusă la pămînt avînd dimensiunile de 870×710×1 760 mm.

Condiţiile tehnice ale generatorului sînt următoarele :

Puterea la bornele de ieşire în plină sarcină este de minimum 5 kW.

Puterea consumată la sarcină plină este de 13 kW, iar factorul de putere cos φ 0,9.

Puterea consumată în gol fără înaltă frecvenţă este de 1,8 kW.

Frecvenţa generatorului este de 13,56 MHz.

Limitele de variaţie ale frecvenţei sînt 13,5—14 MHz.

Pentru protecţia instalaţiei şi a personalului care o deserveşte, generatorul este prevăzut cu următoarele dispozitive :

— dispozitiv de asigurare a timpului de încălzire a tuburilor redresoare (la 40") ;

— dispozitiv de menţinere a ventilatorului de răcire a tubului oscilator în funcţiune cel puţin 3 minute de la oprirea instalaţiei, după care oprirea se face automat ;

— sistem de întrerupere a înaltei tensiuni cînd uşile de vizitare sînt deschise ;

— dispozitiv care nu permite punerea în funcţiune a generatorului atunci cînd filtrul de aer lipseşte ;

— dispozitiv care nu permite punerea în funcţiune a generatorului atunci cînd dintr-o cauză oarecare ventilatorul nu funcţionează ;

— generatorul este prevăzut cu un releu de tip, electromecanic timpul putînd fi reglat între 1 şi 15 minute ;

— generatorul este prevăzut cu o priză la care se poate conecta o fişă care dă posibilitatea comenzii generatorului de la distanţă ;

— generatorul este prevăzut cu un sistem de semnalizare optică, constituit din trei becuri, unul alb care semnalizează că generatorul este alimentat, unul roşu care semnalizează că tuburile redresoare au ajuns la temperatura de regim şi se poate aplica înalta tensiune şi unul verde care semnalizează că transformatorul de înaltă tensiune este alimentat ;

— generatorul este prevăzut cu un releu de suprasarcină reglabil şi cu o bornă de punere la pămînt.

OKSZ MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883 POSTA ÉS HÍRKÖZLÉSI KÖZPONT

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 001.4 : 621.39

Боереску, Ч.: **О терминологии в области связи.**
Выявляются несколько относительно новых терминов в области связи, употребление которых не всегда самое удачное. Предлагается открытие дискуссии с целью установления единой терминологии в области связи.
Telecomunicaţii, Бухарест 8 (1964), № 2, стр. 49–50

ДК 621.395.623.742

Станомир, Д.. **О проектировании электродинамических громкоговорителей с непосредственным излучением.**
Излагаются несколько методов проектирования электродинамических громкоговорителей с непосредственным излучением. Исследуются их поведение на низких частотах и выводится условия для плоского максимума частотной характеристики в этой области и условие чтобы частотная характеристика была критической по переходных апериодических явлениях.
Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), № 2, стр. 50–54

ДК 621.395.73 : 621.315.616

Ионеску, Н.: **Кабели для телефонной связи и проводново вещания с изоляцией й оболчкой из пластмасса.**
Предлагается некоторые справки и критические замечания относительно использования пластмасс для телефонных кабелей изготовляемых и применяемых в Р.Н.Р.
Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), № 2, стр. 54–58

ДК 621.374.3 : 621.385.233

Родяну, Е.: **Соображени о цепях быстрого соответствия использующие тунельные диоды.**
Излагаются некоторые ссображения относительно цепей быстрого соответствия с туннельными диодами. Эти соображения позволяют выбирать тип одноустойчивой опрокидывающеи цепи, которая удовлетворяла бы наложенным условиям.
Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), № 2, стр. 59–61

ДК 621.397.645.211

Пирингер, Р.: **Определение оптимального числа каскадов усилителя видеочастоты с RC связью.**
Излагаются несколько методов проектирования для определения числа идентичных касдадов когда известны усиление и диапазон частот, когда известен диапазон и надо найти найбольшее усиление и когда известно усиление и надо найти наибольший диапазон.
Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), № 2, стр. 62–68

ДК 621.396.677 : 621.318.12

Мирча, Р.: **Технология изготовления ферритовых антенн.**
Описываются характеристики ферритовых стержней для антенн, румынского производства.
Даются методы загатовки ферритов и сравнение показателей с иностраными ферритами.
Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), № 2, стр. 69–72

ДК 621.396.62

Сипош, П.: **Вопросы надежности работы радиоэлектронной аппаратуры.**
Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), № 2, стр. 73–78

ЗАМЕТКИ

ДК 621.3.018.4

Влэдеску, Е. : **Заметка о понятие о мгновенной частоте.**
Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) № 2 стр. 78–82

ДК 621.395.721.2

Тэнасе, Р. : **Монетный телефонной аппарат ТМ-2 и его усовершенствование.**
Дается описание нового румынского телефоно-автомата.
Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) № 2, стр. 82–83

НОВЫЕ РУМЫНСКИЕ РАДИОПРИЕМНИКИ

ДК 621.396.62

Михэилеску, Е.: **Транзисторный радиоприемник S 632 T.**
Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), № 2, стр. 84–85

INHALTSVERZEICHNIS

DK 001.4 : 621.39

Boerescu, C. : **Über die Terminologie im Naehrichtenwesen.**
Es werden einige verhältnissmässig neue Ausdrücke hervorgehoben, derer Gebrauch ist nicht stets der zutreffendste. Es wird vorgeschlagen, in der Zeitschrift eine Diskussion zu öffnen, zwecks der Gründung eines technischen Wortbestandes des Fernmeldewesens.
Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), H 2, S. 49–50

DK 621.395.623.742

Stanomir, D.: **Über die Projektierung der elektrodinamischer Lautsprecher mit direkter Strahlung.**
Es werden mehrere Projektierungsmethoden für die elektrodinamischen Lautsprecher mit direkter Strahlung dargelegt. Aus der Analyse des Verhaltens bei niedriger Frequenzen wird die Bedingung für ein Plattmaximum des Frequenzganges in diesem Bereich, sowie auch die Bedingung des kritischen Verhaltens bei aperiodischen Übergangsignalen gefolgert.
Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), H. 2, S. 50–54

DK 621.395.73 : 621.315.616

Ionescu, N.: **Über die Fernsprech-und Drahtfunkkabel mit Plastmassenisolierung und Plastmassenmantel.**
Einige Auskünfte werden gegeben und einige kritische Bemerkungen werden ausgedrückt betreffend der Benutzung der Plastmassen für die im Rumänien gebrauchten und hergestellten Fernsprechkabel.
Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), H 2, S. 54–58

DK 621.374.3 : 621.385.233

Rodeanu, E.: **Über die schnellwirkenden Koinzidenzkreise mit Tunneldioden.**
Einige Betrachtungen betreffend die schnellwirkenden Koinzidenzkreise mit Tunneldioden werden dargelegt. Diese Betrachtungen ermöglichen die Wahl einer bestimmten Art monostabler Kippschaltung, die die vorgeschriebenen Bedingungen erfüllt.
Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), H 2, S. 59–61

DK 621.397.645.211

Piringer, R.: **Die Festsetzung der optimalen Stufenanzahl bei einem Videoverstärker mit R-C-Kopplung.**
Es werden Projektierungsmethoden dargestellt, wodurch wird die Anzahl gleicher Stufen bestimmt, im Falle gegebener Verstärkung und Bandbreite, im Falle gegebener Bandbreite und maximaler Verstärkung und endlich im Falle gegebener Verstärkung und maximaler Bandbreite. Für jeden Fall sind auch Projektierungsbeispiele hinzugefügt.
Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), H 2, S. 62–68

DK 621.396.677 :

Mircea, Rodica : **Erzeugungstechnologie der Ferritantennen.**
Es werden die Merkmale der rumänischen Ferritstäbe für Antennen dargestellt.
Die Ausarbeitungsmethoden werden dargelegt und dann werden die erreichten Eigenschaften mit denen der fremden Ferriten verglichen.
Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), H 2, S. 69–72

DK. 621.396.62

Sipoş. P. **Betrachtungen zur Frage der Zuverlässigkeit der funkelektronischen Apparatur**
Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), H 2, S. 73–78

DK 621.395.721.2

Tănase, T: **Der Münzfernsprecher TM-2 und seine Verbesserungen**
Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964). H 2, S. 79–82

NOTEN

DK 621.3.018.4

Vlădescu, E.: **Notiz betreffend den Begriff der Momentanfrequenz.**
Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), H 2, S. 82–83

NEUE RUMÄNISCHE RUNDFUNKEMPFÄNGER.

DK 621.396.62

Mihăilescu, E.: **Der Transistor-Empfänger S 632 T**
Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), H 2, S. 84–85

SOMMAIRE

CD 001.4 : 621.39

Boerescu, C. : **Sur la terminologie dans le domaine des télécommunications.**

On relève quelques termes relativement nouveaux dans le langage des télécommunications et dont l'utilisation n'est pas toujours la plus raisonnable. On propose, à cet égard, d'ouvrir des discussions dans les colonnes de la revue afin d'aboutir à la constitution d'un vocabulaire technique des télécommunications.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 2, p. 49–50

CD 621.395.623.742

Stanomir, D. : **Sur le projet des diffuseurs électrodynamiques à radiation directe.**

Dans l'article sont développées plusieures méthodes de calcul pour les diffuseurs électrodynamiques à radiation directe. De l'analyse du comportement aux basses fréquences on déduit la condition pour que la caractéristique de fréquence ait un maximum plat dans ce domaine ainsi que la condition pour que la réponse aux transitoires apériodiques soit critique.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 2, p. 50–54

CD 621 2.395.73 :621.315.616

Ionescu, N. : **Les câbles téléphoniques et les câbles pour la distribution sonore à isolation et manteau en plastic.**

On communique des informations et on fait certaines observations critiques sur l'utilisation des matériaux plastiques pour les câbles téléphoniques et similaires fabriqués en Roumanie.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 2, p. 54–58

CD 621.374.3 : 621.385.233

Rodeanu, E. : **Sur les circuits de coïncidence rapides qui utilisent des diodes tunnel.**

On expose quelques considérations relatives aux circuits de coïncidence rapide avec des diodes tunnel. Ces considérations facilitent le choix d'un circuit basculant monostable d'un type déterminé qui satisfait aux conditions imposées.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 2, p. 59–61

CD 621.397.645.211

Piringer, R. : **La détermination du nombre optimum d'étages pour un amplificateur vidéo à couplage RC.**

On développe des méthodes de calcul pour la détermination du nombre des étages identiques dans les trois cas : gain et bande passante préétablis, bande préétablie et gain maximum, gain préétabli et bande maximum. On donne des exemples de calcul pour chaque cas.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 2, p. 62–68

CD 621.396.677 : 621.318.12

Mircea, Rodica : **La technologie de la fabrication des antennes à ferrite.**

On présente les caractéristiques des barres de ferrite confectionnées en Roumanie.

On indique les méthodes de préparation des ferrites, ensuite on compare les performances qualitatives obtenues avec celles des ferrites étrangères.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 2, p. 69–72

CD. 621.396.62

Sipoș P. **Quelques aspects du problème de la fiabilite de l'appareillage radioélectronique.**

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964) nr. 2. p. 73–78

CD 621.395.721.2

Tănase, R. : **Le poste téléphonique à prépaiement TM 2 et les améliorations que lui ont été apportées.**

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 2, p. 79–82

NOTES

CD 621.3.018.4

Vlădescu, E. : **Note sur la notion de fréquence instantanée.**

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 2, p. 82–83

NOUVEAUX RÉCEPTEURS ROUMAINS

CD 621.396.62

Mihăilescu, E. : **Le récepteur radio à transistors S 632 T.**

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 2, p. 84–85

CONTENTS

CD 001.4 : 621.39

Boerescu, C. : **About terminology in telecommunications**

There are discussed some relatively new telecommunication terms whose use is not always the most suitable. At the same time it is propsed to open a discussion in the review with the aim to constitute a technical telecommunications vocabulary.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 2, pag. 49–50

CD 621.395.623.742

Stanomir, D. : **On the design of electrodynamic direct-radiating loudspeakers.**

The paper exposes some design methods for electrodynamic direct-radiating loudspeakers. The response at low frequenciens is analysed and the condition for a flat maximum in the frequency response at lower frequencies is deduced, together with the condition for the critical aperiodical transient response.

Telecomunicații, Buccarest, 8 (1964), nr. 2, pag. 50–54

CD 621.395.73 : 621.315.616

Ionescu, N. : **Telephone and sound-distribution cables with plastic insulation and coating.**

Some informations and critical remarks are gathered, related to the use of plastic materials for inland made telephone cables.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 2, pag. 54–58

CD 621.374.3 : 621.385.233

Rodeanu, E. : **On quick coincidence circuits using tunnel diodes.**

Some considerations about the quick coincidence circuits based on tunnel diodes are related. Those considerations enable the choice of a determined type of monostable flip-flop, which satisfies the prescribed requirements.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 2, pag. 59–61

DC 621.397.645.211

Piringer, R. : **The choice of the optimum number of stages for an R-C coupled video amplifier.**

The paper deals with design methods for determining the number of identical stages needed in various cases : for prescribed gain and bandwidth, for a given bandwidth and a maximum gain or for a given gain and a maximum bandwidth. For each of these three cases design examples are given.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 2, pag. 62—68

DC 621.396.677 : 621.318.12

Mircea, Rodica. : **The manufacturing technology of ferrite antennas.**

The characteristics of the roumanian ferrite rods for antennas are given. Manufacturing methods and processes are descriebed and then a comparison is given between roumanian and outland ferrites.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 2, pag. 69—72

DC. 621.396.62

Sipoș, P. **Some aspects of the reliability problem of the radio-electronic devices.**

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 2, pag. 73–78

DC. 621.395.721.2

Tănase, R. **The coin telephone box TM 2 and its improvements.**

The new inland-made coin telephone box is described.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964) nr. 2 pag. 79–82

NOTES

DC 621.3.018.4

Vlădescu, E. : **Note about the notion of instantaneous frequency.**

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 2, pag. 82–83

NEW ROUMANIAN RADIO RECEIVERS

DC 621.396.62

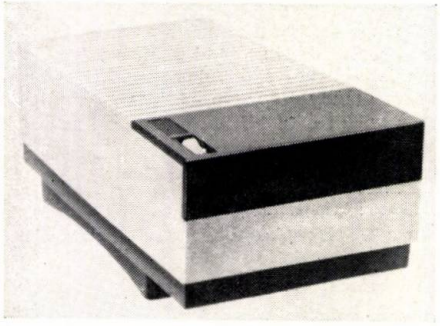
Mihăilescu, E. : **The transistorized receiver S 632 T**

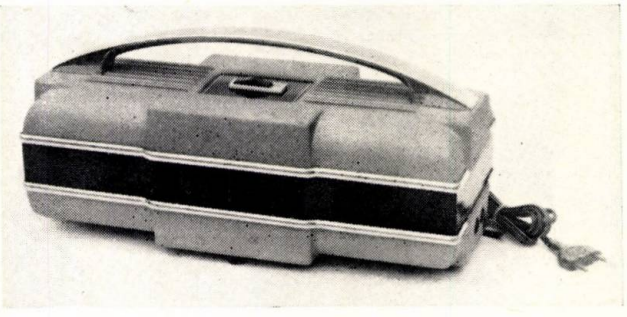
Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 2, pag. 84–85

REGULATOARE AUTOMATE DE TENSIUNE

VOLTAM

pentru Televiziune, Foto, Laboratoare, Maşini de calculat, Industrie





Tensiunea filtrată (distorsiuni armonice mai mici de 5%)
Randamentul mai bun de 80%
Puterea de la 180 VA la 5000 VA
şi orice transformator de joasă tensiune pînă la 80 kVA

VOLTAM 139, avenue Henri-Barbusse — COLOMBES — Seine — France Tél STA. 15-60

M. T. Tc.
ÎNTREPRINDEREA DE CONSTRUCŢII ÎN TRANSPORTURI
BRAŞOV

Execută:

- Lucrări specifice transporturilor pe căile ferate ca: terasamente, poduri, viaducte, tuneluri, clădiri şi instalaţii în vederea modernizării şi îmbunătăţirii exploatării.
- Lucrări de modernizare a drumurilor cu îmbrăcăminţi de beton asfaltic şi beton de ciment, precum şi lucrările de artă aferente.
- Construcţii industriale pentru întreţinerea autovehiculelor şi pentru repararea parcului auto.
- Lucrări de modernizare a pistelor pentru aeroporturi şi lucrări speciale de construcţii legate de exploatarea aeroporturilor.

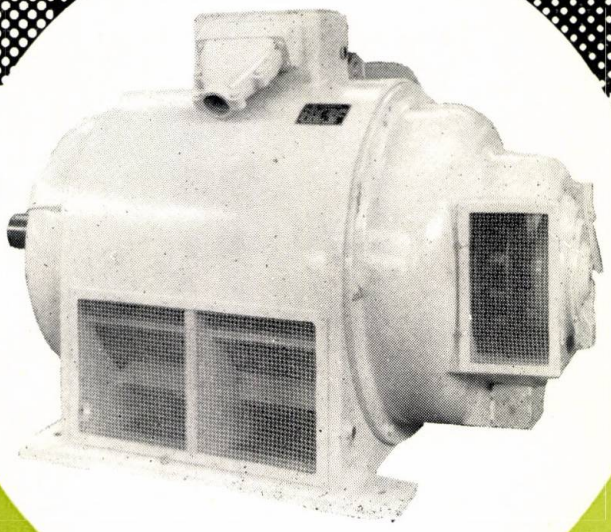
Pentru telecomunicaţii, clădiri în vederea modernizării şi lărgirii traficului P.T.T.

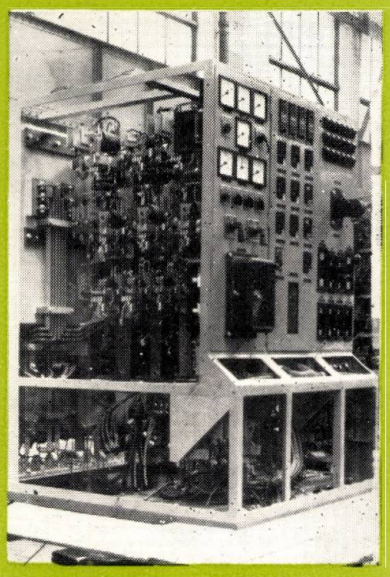
OROSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

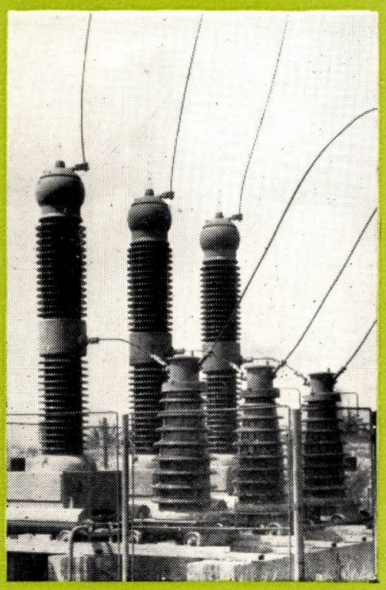
UZINELE

Electroputere

CRAIOVA







Execută şi livrează în ţară şi străinătate:

- **TRANSFORMATOARE**
- **MAŞINI ELECTRICE ROTATIVE**
- **APARATE ELECTRICE**
- **LOCOMOTIVE DIESEL ELECTRICE**

B

40%
REDUCERE

DIN TARIFUL TELEFONIC INTERURBAN

SE ACORDĂ PENTRU CONVORBIRILE TELEFONICE CERUTE DE ABONAȚII PARTICULARI, CASE DE ODIHNĂ, CABANE TURISTICE, HOTELURI ȘI CABINE TELEFONICE,

- zilnic între orele 17—7 la convorbirile din zonele II — V de taxare (peste 5 km),
- zilnic între orele 20—7 la convorbirile din zona I de taxare,
- duminica și sărbătorile legale toată ziua și în toate zonele de taxare.
- Pentru restul abonaților zilnic între orele 20—7.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

E 1741

telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII · TELEFONIE ·

TELEGRAFIE · TELEVIZIUNE · ELECTROACUSTICĂ

1964

3

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 8 ★ Nr. 3 ★ p. 97 — 144 ★ București ★ mai — iunie 1964

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

DARCLÉE 2

Radioreceptor

cu:

- 5+2 tuburi electronice
- 4 game de unde: UL, UM, US, UUS
- indicator optic de acord
- două difuzoare: (circular de 2,5 VA şi eliptic de 1 VA)
- caseta din placaj furniruit cu ornamentaţii din aluminiu eloxat
- dimensiuni 720 × 395 × 380 mm
- tensiuni de alimentare: 110 V, 120 V şi 220 V
- picup cu 4 viteze

produs de uzinele

Electronica

E 1791

telecomunicaţii

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 8 Nr. 3 mai-iunie

Comitetul de redacţie

ing. I. ANDREESCU, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAIEŞ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în ştiinţe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, ing. B. IONIŢĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECŞULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

CUPRINS

Condrea, S.: **Transformarea schemelor de modulatoare cu diode**

Se analizează modul de funcţionare a unui modulator ca un comutator (cu întrerupere sau cu inversare) şi se deduc reguli generale de transformare a unor scheme de modulatoare în altele echivalente, în vederea obţinerii unor montaje mai avantajoase din punct de vedere tehnic şi economic.

Modulatoarele utilizate în sistemele de curenţi purtători, având un rol esenţial în ceea ce priveşte calitatea transmisiei însă şi o funcţionare foarte complexă, s-au făcut numeroase cercetări şi studii, pentru găsirea de scheme care să aducă o îmbunătăţire în sensul micşorării produselor de modulaţie parazită, a distorsiunilor de atenuare etc.

Prezenta lucrare reprezintă o contribuţie preţioasă la rezolvarea acestor probleme.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 3, p. 97–104

Popescu, C.: **Comportarea tranzistoarelor la tensiuni ridicate în funcţie de circuit**

Se prezintă o încadrare analitică a dependenţei de circuit a comportării tranzistorului la tensiuni ridicate. Se determină expresiile tensiunilor de străpungere a tranzistorului în diverse condiţii. Se tratează problema rezistenţei negative de avalanşă pe baza unei forme generale normate a caracteristicii tensiune-curent a tranzistorului. Relaţiile de calcul îşi găsesc o bună confirmare experimentală.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 3, p. 105–114

Mihail, C.: **Legături radiotelegrafice cu corecţie automată a erorilor**

Se prezintă echipamente cu care se realizează legături radioteleimprimator cu protecţie împotriva erorilor, arătîndu-se performanţele obţinute cu aceste echipamente.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 3, p. 114–117

Stanciu, N.: **Particularităţi statistice ale spectrului semnalului de televiziune**

Se tratează distribuţia energiei în jurul armonicelor frecvenţei cadrelor din spectrul energetic al semnalului de televiziune.

Problema folosirii mai economice a benzii de frecvenţă a sistemelor actuale de televiziune este una dintre problemele importante ale tehnicii televiziunii, care încă nu a fost soluţionată. Cum rezolvarea ei presupune în primul rînd cunoaşterea spectrului energetic al semnalului de televiziune, tema abordată în acest articol este foarte actuală.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 3, p. 118–121

Paul, E: **Consideraţii privind adaptarea antenelor de unde medii şi lungi la fiderul lor de alimentare**

Se tratează detaliat problema alegerii cuadripolilor de adaptare a antenelor la fideri, dimensionarea elementelor lor şi realizarea lor practică.

Tema este interesantă în special pentru cei care se ocupă de emiţătoarele funcţionînd în benzile „clasice".

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 3, p. 121–125

Noi radioreceptoare romîneşti

Mihăilescu, E: **Radioreceptorul cu tranzistoare S 631 T**

Se prezintă schema de principiu şi detalii de funcţionare ale noului aparat produs de uzinele Electronica.

Se dau particularităţile constructive şi o listă a materialelor electrice şi a pieselor componente.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 3, p. 126–128

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 4683

Revista „TELECOMUNICAŢII", organ al Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R. P. R. – Redacţia şi Administraţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 – 18.25.75. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Calea Griviţei nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B. R. P. R. Filiala „30 Decembrie". – Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. – Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. – Preţul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică Informaţia – Bucureşti c. 1255

СОДЕРЖАНИЕ

DK 621.376.2

Кондря, С: **Преобразование схем диодных модуляторов.**
Анализируется работа модулятора в качестве переключателя (с выключением или с инверсией) и выводятся общие правила преобразования некоторых схем модуляторов в другие схемы эквивалентны первым, с целью получения более выгодного монтажа с технической и экономической точек зрения.

Модуляторы использованные в схемах несущих частот имеют важное значение в обеспечении качества передачи и очень комплексную работу, поэтому были произведены многочисленные исследования и изыскания с целью выявления той схем, которая могла бы привести к уменьшению продуктов посторонней модуляции, искажений затухания и др.

Telecomunicații, Бухарест, 8/1964/№ 3, стр. 97–104

DK 621.382.3

Попеску, К: **Поведение транзисторов при высоких напряжениях в зависимости от цепи.**
Представляется аналитическое выражение зависимости транзистора от цепи при высоких напряжениях. Выводятся выражения для пробивных напряжений транзистора в разных условиях. Изучается вопрос отрицательного сопротивления лавины на основе общей нормируемой формы вольтамперной характеристики транзистора. Расчетные соотношения подтверждаются опытами.

Telecomunicații, Бухарест, 8/1964/№ 3, стр. 105–114

DK 621.391.833

Михаил, К: **Радиотелеграфные связи с автоматической поправкой погрешностей.**
Описывается устройства для осуществления радиосвязей помощью буквопечатающим аппаратом, имеющий защиту против погрешностей, указывая на достигнутые показатели.

Telecomunicații, Бухарест, 8/1964/№ 3, стр. 114–117

DK 621.391.8

Станчу, Н: **Статистические особенности спектра телевизионного сигнала.**
Исследуется распределение энергии вокруг гармоник частоты кадров из энергетического спектра телевизионного сигнала.

Вопрос более экономического использования спектра частоты современных телевизионных систем является одним из важных вопросов техники телевидения не решенных еще до сих пор. Её решение предполагает в первую очередь знание энергетического спектра телевизионного сигнала.

Telecomunicații, Бухарест, 8/1964/№ 3, стр. 118–121

DK 621.396.673

Паул, Е: **Соображения относительно согласования антен средних и длинных волн к их питающему фидеру.**
Детально излагается вопрос выбора четырехполюсников для согласования антенн к фидерам, определение размеров их элементов и практическое их выполнение.

Тема интересна, а первую очередь, для тех, кто занимаются передатчиками работающих в ,,классических'' диапазонах.

Telecomunicații, Бухарест, 8/1964/№ 3, стр. 121–125

НОВЫЕ РУМЫНСКИЕ РАДИОПРИЕМНИКИ
DK 621.396.62

Михаилеску, Е. **Транзисторный радиоприемник S 631 T.**
Представляются принципиальная схема и функционированние новых приёмников выпущенных заводом ,,Электро-ника''.

Даются конструктивные особенности и список электрических материалов и составных деталей.

Telecomunicații, Бухарест, 8/1964/№ 3, стр. 126–128

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.376.2

Condrea, S. **Umbildung der Diodenmodulatorschaltungen.**
Es wird die Arbeitsweise eines Modulators als ein Schalter (Abschalter oder Umschalter) untersucht und daraus werden allgemeine Regeln für die Umbildung einiger Modulatorschaltungen in gleichwertige Schaltungen abgeleitet, um technisch-ökonomisch günstigere Schaltungen zu erhalten.

Die in den Trägerfrequenzsystemen verwendeten Modulatoren spielen eine entscheidende Rolle in der Qualität der Übertragung; da ihre Arbeitsweise sehr komplex ist, wurden zahlreiche Studien durchgeführt, zwecks Verbesserungen, betreffend der Verminderung der parasitären Modulationsprodukten, der Dämpfungsverzerrungen u.s.w, mittels neuer Schaltungen.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), H3, S. 97–104

DK 621.382.3

Popescu, C. **Das Verhalten der Transistoren bei hohen Spannungen als Funktion der verwendeten Schaltung.**
Das Verhalten des Transistors bei höheren Spannungen im Abhängigkeit von der Art des Stromkreises wird analytisch bearbeitet. Es werden die Berechnungsausdrücke der Durchbruchspannung des Transistors in verschiedenen Bedingungen festgestellt. Das Problem des negativen Avalanchen-Widerstandes wird auf Grund einer allgemeinen, normierten Form der Strom-Spannung-Charakteristik des Transistors untersucht. Die abgeleiteten Formeln wurden experimentell gut bestätigt.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), H3, S. 105–114

DK 621.391.833

Mihail, C. **Telegraphie-Funkverbindungen mit automatischer Fehlerbeseitigung.**
Es werden Geräte beschrieben, die praktisch fehlerlose Fernschreiberfunkverbindungen vermitteln und die mit diesen Geräten erreichten Verbesserungen werden angedeutet.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), H3, S. 114–117

DK 621.391.8

Stanciu, N. **Statistische Besonderheiten des Fernsehsignalspektrums.**
Der Beitrag behandelt die Verteilung der Energie in der Nähe der Harmonischen der Bildfolgefrequenz in dem energetischen Spektrum des Fernsehsignals. Die wirtschaftlicherere Benutzung des Frequenzbandes heutiger Fernsehsystemen ist eine noch nicht gelöste, wichtige Frage. Da die Lösung dieser Frage das Kenntnis des energetischen Spektrums des Fernsehsignals benötigt, ist das Thema dieses Beitrages sehr aktuell.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), H3, S. 118–121

DK 621.396.673

Paul, E. **Betrachtungen über die Anpassung der Mittel — und Langwellenantennen an ihren Speiseleitungen.**
Das Problem der Bestimmung des Anpassungsvierpoles zwischen Speiseleitung und Antenne wird ausführlich behandelt; es wird auch die Dimensionierung und die praktische Ausführung der Glieder dieser Vierpolen untersucht.

Das Thema ist interessant insbesonderen für die Fachleute der ,,klassischen'' Sendertechnik.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), H3, S. 121–125

NEUE RUMANISCHE RUNDFUNKEMPFANGER
DK 621.396.62

Mihailescu, E. **Der Transistorempfänger S 631 T**
Es werden die Prinzipshaltbilder und die Funktioneinzelheiten des neuen, von der ,,Electronica'' — Werks hergestellten Gerät dargestellt. Die bautechnischen Besonderheiten werden behandelt und die Liste der elektrischen Materialien und der hauptsächlichen Ersatzteile werden beigefügt.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), H3,S. 126–128

telecomunicații

Anul VIII * nr. 3 * mai — iunie 1964

Prof. ing. SERGIU CONDREA

Transformarea schemelor de modulatoare cu diode

Modulatoarele și demodulatoarele cu diode semiconductoare sînt utilizate de mult timp în tehnica sistemelor de curenți purtători pe linii metalice. În ultimul timp au început să fie utilizate și în transmisiunile radio cu bandă laterală unică (BLU) și în cele cu două benzi laterale (2 BL), fără purtătoare. De asemenea, aceste dispozitive (care s-ar putea numi într-un cuvînt mod.-dem. = modem) au găsit aplicații și în sistemele de telemecanică, pentru traducerea semnalelor sau pentru imprimarea informației asupra unui purtător.

Modulatoarele cu diode se pot clasifica în două categorii : cu funcția purtătoare de întrerupere și cu funcția purtătoare de inversare a semnalului primar, în ritmul purtătorului. Ne vom ocupa, în special, de a doua categorie, adică de modulatorul inversor, în care funcția purtătoare poartă semnalul în cele două situații ± 1.

Această funcție se poate reprezenta, în cazul unui modulator perfect echilibrat, printr-o undă dreptunghiulară, regulată, de amplitudine 1 și cu perioada $T = 1/F$ (F este frecvența purtătoare), adică :

$$[\pm 1]_F = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \Omega t}{n}$$

unde n este un număr impar ($n = 1, 3, 5...$), sau mai simplu prin expresia $u(t) = \text{sign} [\sin \Omega t]$ (unde sign înseamnă semnul lui sin Ωt).

În acest caz modulatorul inversor se poate considera un cuadripol cu un parametru variabil în timp, și anume cu defazarea $b = 0$ într-o semiperioadă $T/2$ și $b = \pi$ în semiperioada următoare.

Montajul clasic pentru obținerea defazării periodice cu π este cuadripolul X, adică modulatorul în inel (fig. 1). În general, purtătorul este aplicat la prizele mediane ale celor două transformatoare ce încadrează schema X, iar semnalul primar (mesajul) și cel modulat (cele două benzi laterale) se pot conecta la oricare din acești transformatori. După cum s-a arătat în [1], acest modulator este un triport, avînd la cele trei porți semnalul primar S, purtătorul P și semnalul modulat SM. Aceste trei semnale se pot permuta oricum între ele, păstrîndu-se

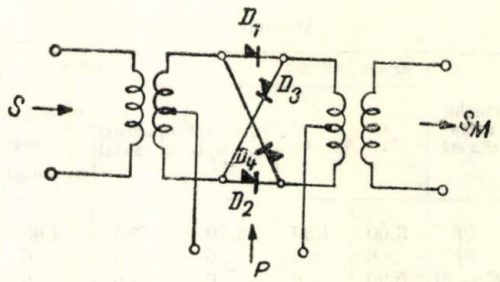


Fig. 1. *Modulator în inel*

efectul modulației prin inversare. Permutarea semnalului de comunicație cu purtătorul are anumite avantaje care pot fi luate în considerație. Unul din avantaje constă în faptul că semnalul primar, de exemplu, nu mai trece prin transformatorul de intrare, greu de construit pentru o bandă relativ largă, ci se aplică prin prizele mediane, pe o impedanță pur rezistivă.

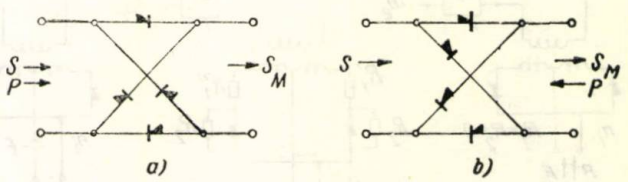


Fig. 2. *Modulator inversor diport în X*

Ca variante ale modulatorului inel sînt montajele de modulator inversor diport, cu schema X (fig. 2).

În aceste scheme purtătorul se aplică împreună cu semnalul primar sau cu cel modulat, la una din porți. Efectul este același, adică se obțin două benzi laterale (2BL) fără purtător, dar mai apar în plus, la poarta opusă, produsele de ordin par, de tipul $(m\Omega \pm n\,\omega)$, cu m și n numere întregi pare. Atenuarea modulatorului diport ideal este aceeași cu a modulatorului triport (inel) ideal, adică $a = 0{,}45$ N.

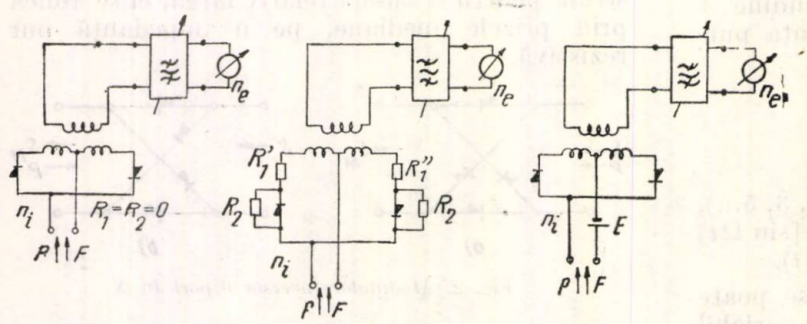
TRANSFORMĂRI ECHIVALENTE

Modulatoarele cu diode se clasifică uneori în simplu echilibrate și dublu echilibrate. Această clasificare poate da naștere la confuzii. De exemplu, modulatorul în inel (fig. 1) este considerat de unii autori „dublu echilibrat" în sensul că semnalul trece prin două căi echilibrate, cea directă cu diodele $D_1 = D_2$ și cea încrucișată cu diodele $D_3 = D_4$. În alt sens, „dublu echilibrat" înseamnă că schema este echilibrată atît în fiecare cale (de exemplu $D_1 = D_2$), cît și între căi $(D_1 + D_2) = (D_3 + D_4)$. În sfîrșit, alți autori înțeleg prin dublu echilibrat faptul că schema este echilibrată atît pentru semnalul S, cît și pentru purtătorul P.

Tabela 1

(Atenuări în N)

f kHz	Combinația $nF \pm mF$	$nF = 0$	$nF = 0{,}7$	$nF = 0{,}7$ N			
		$R_1 = R_2 = 0$		$R_1 = 300\,\Omega$ $R_2 = 20\,k\Omega$	$R_1 = 300\,\Omega$ $R_2 = 50\,k\Omega$	$R_1' = 342\,\Omega$ $R_1'' = 300\,\Omega$ $R_2 = 50\,k\Omega$	Polarizat cu E
8	$2f$	3,60	4,30	4,70	4,65	4,65	4,50
12	$3f$	>6	>6	>6	>6	>6	>6
16	$F - 3f$	5,90	>6	>6	>6	>6	>6
20	$F - 2f$	5,80	5,95	>6	>6	>6	>6
24	$F - f$	1,05	0,95	1,30	1,30	1,35	1,22
28	F	3,30	4,50	4,20	5,50	4,50	4,85
32	$F + f$	1,05	0,95	1,30	1,30	1,35	1,28
36	$F + 2f$	5,90	>6	>6	>6	>6	>6
40	$F + 3f$	5,90	>6	>6	>6	>6	>6
48	$2F - 2f$	4	4,50	4,80	4,80	4,85	5
56	$2F$	0,15	$-0{,}60$	$-0{,}30$	$-0{,}30$	$-0{,}25$	0,5



Atenuările produselor de modulație (diferențele de nivel la intrare și ieșire $n_i - n_e$) au fost luate între terminații de 600 Ω. Nivelul semnalului la intrare a fost $n_f = -2$ N. Diodele utilizate, de germaniu, tip $D-2-d$.

De aceea, o clasificare mai rațională este cea dată la început: modulatoare cu operator de întrerupere periodică, pe scurt modulatoare-întreruptoare și modulatoare cu operator de inversare periodică, pe scurt modulatoare-inversoare. Această clasificare nu epuizează însă toate categoriile de montaje. Limitîndu-ne numai la modulatoarele inversoare, putem avea a — scheme cu purtătorul suprimat într-o singură direcție (spre semnal sau spre linie) și b — scheme cu purtătorul suprimat în ambele direcții. În

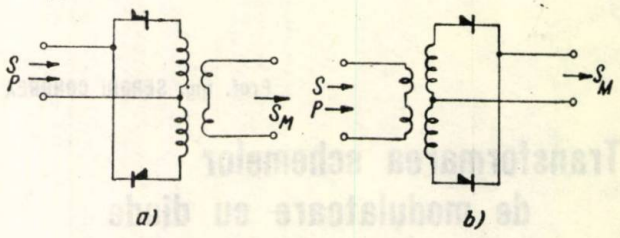


Fig. 3. *Modulator inversor diport cu două diode, în două variante*

cazul a, suprimarea purtătorului se obține prin inversarea periodică a alternanțelor (dublă redresare), iar în cazul b, prin echilibrarea purtătorului într-un montaj diferențial. Este clar că în cazul a purtătorul trebuie să treacă prin aceleași porți (de intrare și ieșire) ca și semnalul, inversat periodic în același ritm (fig. 2). Modulatorul va fi deci un diport (cuadripol), cu o poartă pentru semnalul S și purtătorul P (sau numai pentru S) și altă poartă pentru semnalul modulat SM (sau SM și P). În cazul b este necesară o poartă separată pentru intrarea purtătorului, deci modulatorul este un triport (hexapol) ca în figura 1.

Modulatorul inversor diport este echilibrat pentru semnal și pentru purtător. În schema a) din figura 2, se suprimă prin echilibrare toate produsele de modulație în care armonicele semnalului și ale purtătorului sînt de semne contrare, rămînînd la ieșire numai produse de tipul $2n\,\Omega \pm 2m$ și $(2n+1)\,\Omega \pm (2m+1)\,\omega$. În schema inel, echilibrarea semnalului și a purtătorului făcîndu-se separat, se suprimă și produsele de tip $2n\,\Omega \pm 2m\omega$, rămînînd la ieșire numai cele de tipul $(2n+1)\,\Omega \pm (2m+1)\,\omega$, în particular semnalul util, format din benzile laterale primare ($n = 0$, $m = 0$).

Pe baza clasificărilor de mai sus se pot stabili reguli generale de transformare a unor scheme de modulator în altele echivalente, în vederea

obținerii unor montaje mai avantajoase din punct de vedere tehnic sau economic.

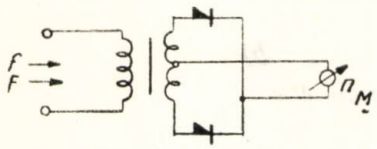
Astfel, un modulator inversor diport cu schema X (fig. 2) se poate transforma echivalent în orice schemă diport care poate asigura inversarea (defazarea periodică cu π). Un exemplu îl formează schemele echivalente *TD*, cu transformator diferențial și numai două diode în loc de patru (fig. 3).

Rezultatele experimentale obținute în laboratorul de B.T.F. al I.P.B. cu acest tip tip de modulator sînt arătate în tabela 1 pentru diode de germaniu și în tabela 2 pentru celule redresoare de seleniu.

Tabela 2

(Atenuări în N)

f (kHz)	7	10	13	16	20	23	26	29
$nF \pm mf$	$F-2f$	$F-f$	F	$F+f$	$2F-2f$	$2F-f$	$2F$	$2F+f$
$n_F = 0{,}5$ $n_f = -1$	5,8	0,85	2,35	0,80	4,6	4,95	0,9	5,35
$n_F = 1$ $n_f = -1$	—	0,70	2,45	0,71	4,15	4	−0,7	4
$n_F = 1$ $n_f = -0{,}5$	—	0,75	2,4	0,75	3,75	4,10	−0,2	4



Atenuarea produselor de modulație, față de nivelul semnalului f la intrare (pe 600 Ω). Celule redresoare de seleniu.

Încercările s-au făcut cu un număr mic de diode semiconductoare, luate la întîmplare (tabela 3), avînd deci o mare dispersiune a caracteristicilor. Este evident că un triaj sever, dintr-un număr mare de diode, permite obținerea unor echilibrări mai radicale și deci o reducere mai importantă a produselor nedorite.

Așadar, transformarea echivalentă diport-diport se poate face prin analogie cu orice transformare a schemelor de defazoare (filtre trecetot), în care dipolii reactivi inverși ($Z_a Z_b = R^2$) sînt înlocuiți prin diode polarizate invers ($R_l\ R_b = R^2$).

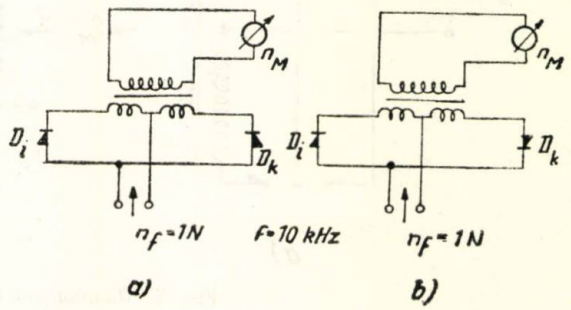
În cazul transformării de la diport la triport sînt necesare transformatoare cu priză mediană sau alte dispozitive pentru echilibrarea purtătorului. De asemenea, deoarece echilibrarea purtătorului se face deosebit de echilibrarea semnalului, sînt necesare, în general, două perechi de diode.

Transformarea triport-diport se poate face simplu, prin suprimarea prizelor mediane de la transformatoare și inversarea diodelor. În figura 4 se arată trecerea de la modulatorul dublu echilibrat triport *a*, la modulatorul diport *b*, cu transformatoare simple.

Tabela 3

(Valori în N)

Tip f \ Combinația		D_1-D_2	D_1-D_3	D_1-D_4	D_2-D_3	D_2-D_4	D_3-D_4	Montaj
M	f	6,08	7,30	5,50	5,65	6,85	5,45	
	$2f$	7,12	6,54	7,00	6,08	8,90	6,08	*a*
	$3f$	8,23	6,65	7,30	7,00	7,85	7,23	
	f	6,18	5,92	6,26	5,30	7,08	5,32	
	$2f$	2,40	2,34	2,38	2,36	2,38	2,35	*b*
	$3f$	7,55	6,45	8,20	6,70	6,90	6,90	
D $2-f$	f	5,90	4,85	6,00	4,52	7,25	7,12	
	$2f$	8,45	5,95	7,35	5,95	7,34	6,25	*a*
	$3f$	7,44	8,14	7,05	7,63	8,00	7,08	
	f	6,03	5,40	5,85	4,80	7,66	4,85	
	$2f$	2,35	2,32	2,34	2,32	2,34	2,30	*b*
	$3f$	6,60	6,72	6,35	7,50	6,82	6,50	



Dispersia caracteristicilor diodelor de germaniu. Diferența dintre nivelul la intrare $n_f = 1$ N și nivelul la ieșire n_M, cu terminații respective de 600 Ω. Frecvența introdusă la n_f: $f = 10$ kHz.

Un exemplu de transformare diport cu două diode în triport cu patru diode este arătat în figura 5, cu variantele *a* și *b*, obținute prin permutarea semnalului cu purtătorul.

Varianta *b* este modulatorul dublu diferențial folosit în sistemele telefonice de curenți purtători SO3, BSO3 și SCB-12. El are avantajul că permite conectarea prizelor mediane de la transformatoarele celor două semnale, prin intermediul unei rezistențe de sarcină R, care îmbunătățește acțiunea de comutație a purtătorului. Atenuarea teoretică a acestor două variante este de 0,45 N, iar produsele de modulație sînt numai de ordin impar ($m\Omega \pm n\omega$) cu m, n impare, ca și la modulatorul inel.

O altă schemă echivalentă cu X, neutilizată pînă în prezent în telecomunicații, este schema în punte diferențială *PD* în varianta triport (fig. 6).

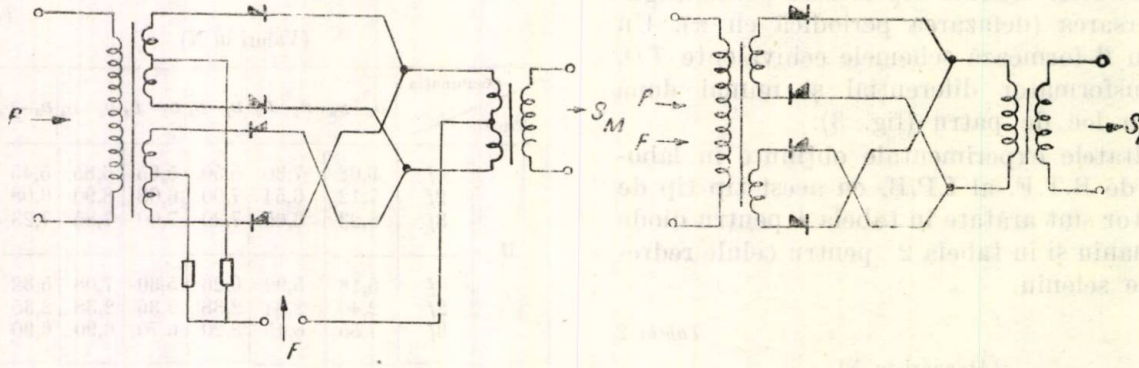


Fig. 4. *Transformarea modulatorului dublu echilibrat triport în diport*

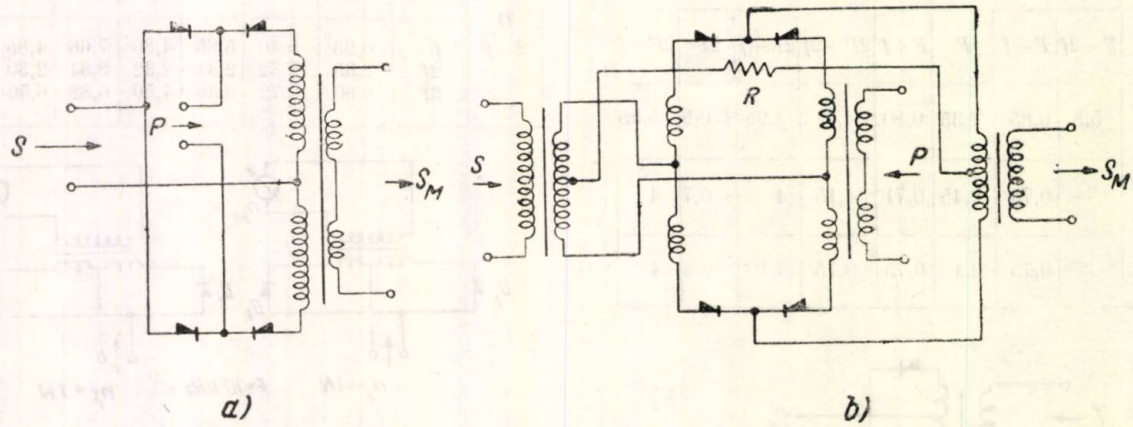


Fig. 5. *Modulatoare inversoare triport cu patru diode*

În montajul triport, transformatorul T_2 trebuie să aibă un raport de transformare 1/4 cît T_1, pentru a avea echivalența cu modulatorul inel. Acest nou montaj are următoarele avantaje față de cele precedente:

1) Dispersiunea caracteristicilor diodelor este mai puțin critică decît la modulatorul inel,

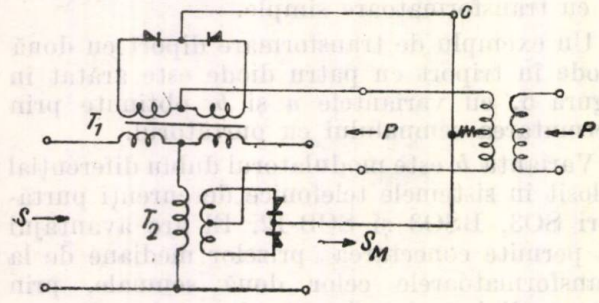


Fig. 6. *Modulator inversor triport în punte diferențială*

deoarece trebuie echilibrate două perechi de diode între ele, în loc de patru diode luate două cîte două (același avantaj îl are și modulatorul dublu diferențial din figura 5,*b*).

2) Prin alegerea raportului de transformare la T_1 și T_2 se poate accentua diferența dintre rezistența de blocare R_b și rezistența de trecere R_t a diodelor, văzute prin transformator.

Atenuarea efectivă (compusă) a modulatorului terminat pe rezistența R este dată de formula:

$$a_c = \ln \frac{\left(1+\frac{R_b}{R}\right)\left(1+\frac{R_t}{R}\right)}{\frac{R_b}{R}-\frac{R_t}{R}} \qquad (1)$$

din care se vede dependența atenuării de diferența $R_b - R_t$.

3) Existența unui punct comun *c* al celor patru diode — conectate în stea — permite introducerea unei baterii de polarizare pentru corectarea caracteristicilor diodelor (așa cum se utilizează în modulatorul „în stea", mult mai complicat decît acesta).

TRANSFORMĂRI CU REZISTENȚE

După cum se știe, pentru „liniarizarea" modulatorului [2], adică pentru reducerea produselor de modulație nedorite, se conectează în serie cu fiecare diodă cîte o rezistență R_1, de ordinul de mărime al rezistenței de trecere

a diodei și, eventual, cîte o rezistență în paralel R_2, de ordinul de mărime al rezistenței de blocare (fig. 7, *a*). Ansamblul diodei cu rezistențele R_1 și R_2 are în intervalul de trecere aproximativ $R_t \approx R_1$, iar în intervalul de blocare $R_b \approx R_2$.

Conform unei teoreme cunoscute din teoria circuitelor liniare, aceste rezistențe fixe se pot extrage din schema X, obținîndu-se schema echivalentă a modulatorului liniarizat (fig. 7, *b*).

Trebuie observat că această echivalență se referă numai la cuadripolul semnalului, în ipoteza că acțiunea de „comutație" a purtătorului rămîne aceeași. Pentru semnalul util (de frecvența ω la intrare și de frecvența $\Omega + \omega$ sau $\Omega - \omega$ la ieșire), introducerea rezistențelor de liniarizare este echivalentă cu conectarea a doi atenuatori în Γ la capetele modulatorului. Acești atenuatori slăbesc într-o oarecare măsură semnalul util, dar reduc într-o măsură mai mare produsele nedorite de modulație (prin reducerea raportului Semnal/Purtător).

O altă transformare cu rezistențe se poate face înlocuind o parte din diode cu rezistențe fixe.

Astfel, înlocuind a doua diodă din figura 3 printr-o rezistență de valoarea $R_m = \sqrt{R_t R_b}$, cele două brațe ale transformatorului diferențial devin dezechilibrate, cu un raport de dezechilibru constant:

$$\frac{R_m}{R_t} = \frac{R_b}{R_m}$$

(s-au notat R_t = rezistența de trecere și R_b = rezistența de blocare a diodelor).

Atenuarea pe imagini introdusă de rezistență va fi:

$$a_r = \ln \frac{1+\sqrt{\frac{R_m}{R_t}}}{1-\sqrt{\frac{R_m}{R_t}}} = \ln \frac{1+\sqrt[4]{\frac{R_b}{R_t}}}{1-\sqrt[4]{\frac{R_b}{R_t}}} = \text{const.} \qquad (2)$$

Echivalentul (atenuarea compusă pe 600 Ω) va fi însă

$$a_{c1} = \ln \frac{\left(2+\frac{R_m}{600}\right)\left(2+\frac{R_t}{600}\right)}{\frac{|R_m - R_t|}{600}}$$ pentru o semiperioadă și

$$a_{c2} = \ln \frac{\left(2+\frac{R_b}{600}\right)\left(2+\frac{R_m}{600}\right)}{\frac{|R_b - R_m|}{600}}$$ pentru cealaltă semiperioadă,

iar echivalentul pentru o perioadă întreagă se poate scrie:

$$a_c \approx \frac{a_{c1} + a_{c2}}{2}$$

sau

$$a_c = \frac{1}{2} \cdot \ln \frac{(1\,200 + R_m)^2 \;\; (1\,200 + R_t) \;\; (1\,200 + R_b)}{600 \;(R_b - R_m) \cdot 600 \;(R_m - R_t)}$$

Notăm fracția logaritmată $y = \frac{(a+x)^2 \cdot A}{B(b-x)\,(x-c)}$.

Minimul lui y deci și al lui a_c se obține punînd:

$$\frac{dy}{dx} = y' =$$

$$= \frac{2AB\,(b-x)\,(x-c)\,(a+x) + AB\,(a+x)^2\,(2x-b-c)}{B^2\,(b-x)^2\,(x-c)^2} = 0.$$

Rezultă:

$$x = \frac{2bc + ab + ac}{2a + b + c}$$

sau

$$R_{m\ \text{opt.}} = \frac{\frac{R_b R_t}{600} + R_b + R_t}{2 + \frac{R_b + R_t}{1\,200}} \qquad (3)$$

(De exemplu dacă $R_b = 100$ kΩ și $R_t = 200$ Ω, avem:

$$R_m = \sqrt{10^5 \cdot 2 \cdot 10^2} = 10^3 \sqrt{20} = 4\,500$$

$$R_{m\ \text{opt.}} = 1\,560\ \Omega$$

Pentru această valoare a lui R_m atenuarea optimă va fi:

$$a_c = \frac{1}{2} \cdot 3{,}05 = 1{,}52\ \text{N}.$$

Din formula 3 se vede că:

$$R_{m\ \text{opt.}} \approx 1\,200 + 2\,\frac{R_b R_t}{R_b + R_t} \approx 1\,200 + 2\ R_t.)$$

Dacă impedanțele modulatorului pentru semnalul util sînt adaptate la impedanțele sursei și ale terminației, atenuarea modulatorului (pe imagini) este dată de formula 2.

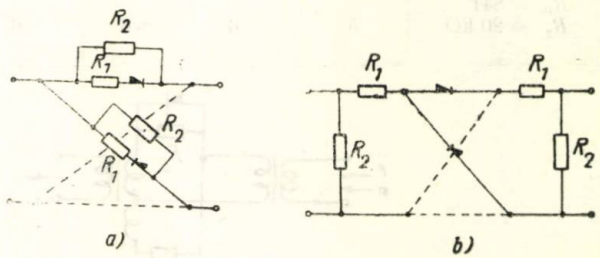


Fig. 7. *Modulator liniarizat și schema echivalentă*

În cazul considerat ca exemplu, avem:

$$\sqrt[4]{R_b/R_t} = \sqrt[4]{10^5/2 \cdot 10^2} = \sqrt[4]{10^3/2} \approx 3{,}74$$

$$a_r = \ln \frac{4{,}74}{2{,}74} = \ln 1{,}73 \approx 0{,}545\ \text{N}$$

deci cu 1 N mai puțin decît a_c. Cu diode avînd raportul R_b/R_t mare, atenuarea suplimentară a_r se poate reduce pînă la valori neglijabile.

Impedanța modulatorului diport, cu o diodă și o rezistență R_m, nu este constantă în timp, ci are alternativ valorile

$$Z_{M+} = \frac{1}{2}\sqrt{R_m R_t} \text{ și } Z_{M-} = \frac{1}{2}\sqrt{R_m R_b}$$

după semnul tensiunii purtătorului.

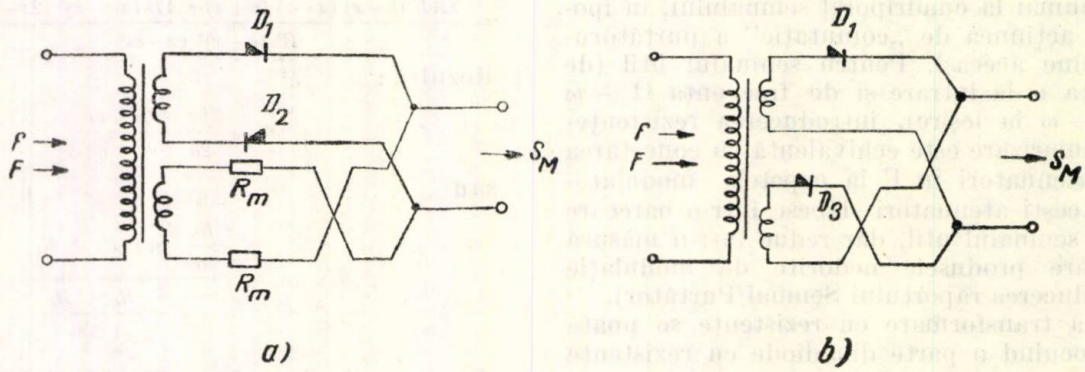


Fig. 8. *Modulator cu două diode și două rezistențe* a *și modulator cu cîte o diodă în fiecare ramură* b

Frecvența purtătorului fiind mult mai mare decît a semnalului la intrare, impedanța echivalentă (pentru oscilația mai lentă a semnalului) se poate lua:

$$Z_{Mi} = \sqrt{Z_{M+} \cdot Z_{M-}} = \frac{1}{2}\sqrt{R_m \cdot R_m} = \frac{1}{2} R_m$$

cu

$$Z_{M+} = \frac{1}{2}\sqrt{4\,500 \cdot 200} \approx 475\ \Omega$$

și

$$Z_{M-} = \frac{1}{2}\sqrt{4\,500 \cdot 10^5} = 10\,600\ \Omega$$

de unde

$$Z_{Me} = \frac{21\,200 + 950}{4} \approx 5{,}5\ \text{k}\Omega.)$$

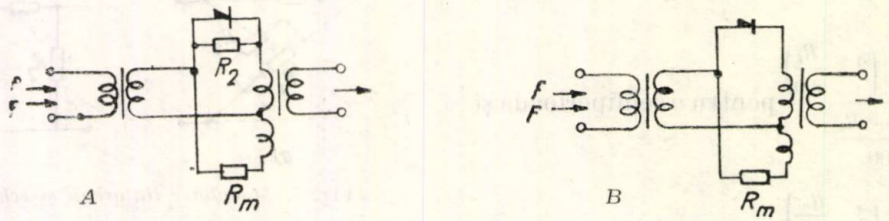
Este evident că această transformare se poate aplica și la un modulator cu patru diode, reducînd numărul diodelor la două, după cum se vede în figura 8.

Rezultatele încercărilor experimentale cu modulator diport, avînd o singură diodă și o rezistență R_m, sînt arătate în tabela 4, pentru cazul A simplu și B cu rezistență de liniarizare R_2 în paralel. Se vede că adăugarea acestei rezistențe R_2 nu îmbunătățește sensibil performanțele modulatorului (în afară de faptul că purtătorul rezidual se reduce cu 1 neper față de cazul A).

Tabela 4

(Atenuări în N)

f (kHz)	8	12	16	20	24	28	32	36	40	48	52	56	Tip
$nF \pm mf$	$2f$	$3f$	$F-3f$	$F-2f$	$F-f$	F	$F+f$	$F+2f$	$F+3f$	$2F-2f$	$2F-5$	$2f$	
$R_m = 863$	5	>6	>6	5,8	1,65	4,35	1,65	5,8	>6	5,1	3,1	0,2	A
$R_m = 841$ $R_2 = 20\ \text{k}\Omega$	5	>6	>6	>6	1,7	5,5	1,7	5,8	>6	5,1	3,25	0,3	B



Modulator cu o singură diodă. Influența rezistenței de liniarizare R_2. Diode de germaniu $D-2-d$

La ieșire, impedanța este alternativ Z_{M+} și Z_{M-}, adică în mediu $Z_{Me} = \frac{Z_{M+} + Z_{M-}}{2}$.

(În exemplul considerat vom avea:

$$2Z_{Mi} = \sqrt{R_t R_b} = \sqrt{2 \cdot 10^7} = 2 \cdot 2{,}24\ \text{k}\Omega$$

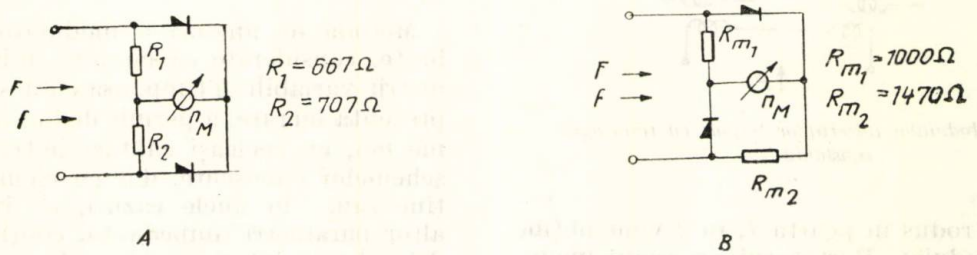
Alte montaje de modulator cu rezistențe, cu rezultatele respective, sînt date în tabela 5.

Transformările modulatorului diport cu patru diode, în modulator cu două diode și cu o diodă, întreruptoare, cu impedanța constantă, ca de exemplu cea din figura 10.

Modulatoare cu impedanță constantă sînt de fapt toate schemele triport prezentate anterior,

(Atenuări în N) *Tabela 5*

f (kHz)	8	12	16	20	24	28	32	36	40	48	25	56	Tip
$nF \pm nf$	$2f$	$3f$	$F-3f$	$F-2f$	$F-f$	F	$F+f$	$F+2f$	$F+3f$	$2F-2f$	$2F-k$	$2F$	
R_1, R_2	5	>6	>6	>6	1,65	4,12	1,65	—	—	5,2	5,5	0,1	A
R_{m1}, R_{m2}	4,75	6	6	5,8	1,5	3,55	1,5	5,8	—	4,1	3,8	0	B



A B

Niveluri la intrare (pe 600 Ω) $\begin{cases} n_f = -2\ \mathrm{N} \\ n_F = 0{,}7\ \mathrm{N} \end{cases}$

Diode de germaniu $D-2-d$

sînt arătate în figura 9, cu schemele ideale corespunzătoare ($R_l = 0$ și $R_b = \infty$).

MODULATOARE CU IMPEDANȚA CONSTANTĂ

Într-un studiu recent [2], D.G. Tucker analizează condițiile ce trebuie să le îndeplinească un modulator pentru a avea o impedanță proca fiind echivalente cu schema X. Rezultatul nou găsit de Tucker rezidă în constatarea că prin realizarea unei scheme cu impedanță constantă se obține totodată o eliminare a produselor pare de modulație ($m_p\,\Omega \pm n_p\,\omega$) și în consecință o reducere a atenuării de comutație a modulatorului.

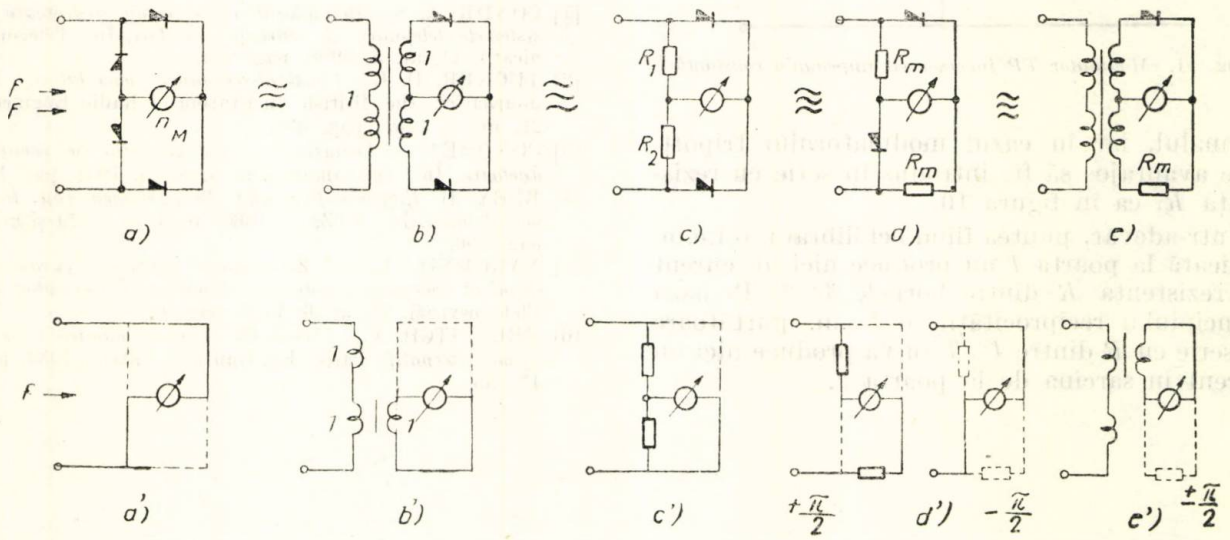


Fig. 9. *Scheme echivalente sau cvasiechivalente de modulatoare cu inversoare* $a \equiv b \approx c \approx d \approx e$. *Scheme ideale* $a'\ b'\ c'\ d'e'$, *corespunzătoare schemelor reale* $(a,\ldots,e)$. *Cu linii pline se reprezintă situația în prima semiperioadă* $(+\pi/2)$ *a frecvenței purtătoare, iar punctat, în semiperioada următoare* $(-\pi/2)$

prie constantă în timp (constanța în frecvență e presupusă asigurată prin utilizarea diodelor de germaniu sau siliciu). După ce arată că modulatorul în inel are în principiu o impedanță constantă, prezintă noi scheme de modulatoare-

Un montaj mult mai simplu se poate obține cu următoarea schemă în T podit (fig. 11). Dacă schema este echilibrată, adică $D_1 D_2 = R^2$, unde D_1 și D_2 sînt respectiv rezistența de trecere (oprire) a diodei D_1 și rezistența

de oprire (trecere) a diodei D_2, impedanța cuadripolului va fi $Z_{TP} = R$ în orice moment (presupunînd că diodele trec brusc de la starea de blocare la cea de trecere). Dacă semnalul pri-

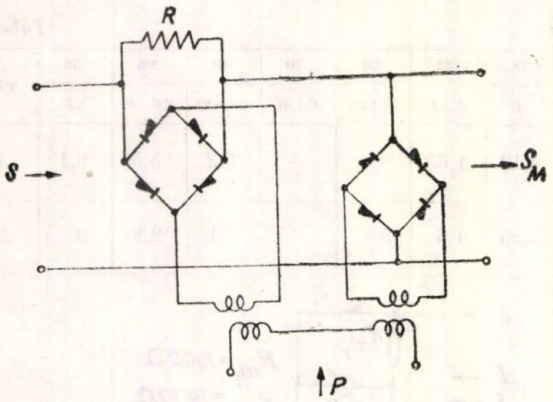


Fig. 10. *Modulator-întreruptor triport cu impedanță constantă*

mar este introdus în poarta *1*, în *2* vom obține semnalul modulat. Purtătorul, în cazul modulatorului diport, se introduce împreună cu

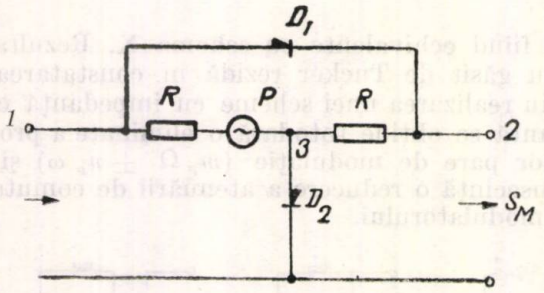


Fig. 11. *Modulator TP inversor cu impedanță constantă*

semnalul, iar în cazul modulatorului triport, este avantajos să fie introdus în serie cu rezistența R, ca în figura 10.

Într-adevăr, puntea fiind echilibrată, o f.e.m. aplicată la poarta *1* nu produce nici un curent în rezistența R dintre bornele *3—2*. Pe baza principiului reciprocității, o f.e.m. purtătoare în serie cu R dintre *1—3* nu va produce nici un curent în sarcina de la poarta *2*.

Atenuarea de comutație a modulatorului (în ipoteza că diodele D_1, D_2 sînt perfecte) este atenuarea de întrerupere $a_e = 1{,}15$ N. La aceasta se adaugă atenuarea de rezistență a modulatorului, dată de expresia

$$a_k = \ln\left(1 + \frac{D_t}{R}\right) = \ln\left(1 + \frac{R}{D_b}\right) \qquad (4)$$

unde D_t este rezistența de trecere a unei diode și D_b rezistența de blocare a celeilalte. Dacă D_t este foarte mică și D_b foarte mare, a_k este neglijabilă.

CONCLUZII

Metoda de analiză a modulatoarelor echilibrate, considerate ca circuite liniare, cu parametrii variabili în timp, așa cum s-a utilizat în prezenta lucrare, a permis deducerea unor scheme noi, cu aceleași calități de translație ca ale schemelor cunoscute, dar cu elemente mai puține sau, în unele cazuri, cu îmbunătățirea altor parametri (impedanța, conținutul de produse de modulație nedorite la ieșire).

Metoda poate fi generalizată pentru aplicarea la circuite parametrice cu reactanțe variabile în timp. Transformarea echivalentă și transformarea cu rezistențe folosite în lucrare se pot utiliza și pentru alte tipuri de circuite, în afară de cele parametrice, de exemplu pentru circuitele selective de frecvență.

BIBLIOGRAFIE

[1] CONDREA, S. *Modulatorul cu elemente redresoare în sistemele telefonice de curenți purtători.* În: Telecomunicații, II, nr. 5, 1958, pag. 205.

[2] TUCKER, D. G. *Constant-resistance modulators.* În: Journal of the British Institution of Radio Engineers, 21, nr. 6, 1961, pag. 491.

[3] CONDREA, S. *Liniarizarea modulatorului cu semiconductoare.* În: Telecomunicații, 5, nr. 5, 1961, pag. 198.

[4] BLEY, H. *Eigenschaften und Bemessungen von Ringmodulatoren.* În: NTZ, 13, 1960, nr. 3, pag. 129 și nr. 4, pag. 196.

[5] NAGORNII, L. Ia. *Zavisimosti osnovnîh parametrov shemî ot izmenenia parametra odnogo iz ego elementov.* În: Elektrosveazi, 15, nr. 6, 1961, pag. 42.

[6] BELEVITCH, V. *Théorie des circuits non-linéaires en régime alternatif.* Paris, Ed. Gauthier-Villars, 1959, pag. 47—55.

Ing. CORNEL POPESCU

Comportarea tranzistoarelor la tensiuni ridicate în funcție de circuit

1. GENERALITĂȚI ȘI ECUAȚII DE BAZĂ

În funcționarea tranzistoarelor se consideră ca tensiuni ridicate acele tensiuni la care devin sensibile efectele legate de străpungerea electrică a joncțiunii colectoare.

Se vor prezenta întîi, pe scurt, o serie de probleme legate de străpungerea electrică a unei joncțiuni semiconductoare.

În funcție de localizarea cauzei străpungerilor, acestea pot fi superficiale sau volumice.

Fenomenele care constituie cauza străpungerilor superficiale sînt foarte diverse, nu sînt ușor reproductibile, nu pot fi, în genere, încadrate prin relații relativ simple, utilizabile practic, iar tensiunile de străpungere corespunzătoare prezintă o dispersie însemnată în cadrul unui anumit lot de fabricație. Străpungerile superficiale sînt considerate, în general, ca efecte secundare parazite, iar efectele lor se reduc pe calea îmbunătățirii tehnologiei tratamentelor suprafeței semiconductorului.

Străpungerile volumice se datoresc fenomenelor ce au loc în regiunea de trecere a joncțiunii în prezența cîmpurilor electrice intense, care apar la polarizări inverse ridicate. Ele depind de constantele fizice ale semiconductorului, după legi actualmente destul de bine cunoscute, iar tensiunile de străpungere respective au o dispersie relativ restrînsă, în cadrul unui anumit lot de fabricație.

Străpungerile volumice, considerate în genere ca esențiale pentru caracterizarea comportării joncțiunilor la tensiuni ridicate, se datoresc efectului Zener sau ionizării prin avalanșă. Natura fizică a acestor fenomene, legile care le guvernează, particularitățile ce le caracterizează și deosebesc, împrejurările în care apar unul sau celălalt au fost prezentate pînă acum în numeroase lucrări din care se citează cele mai importante [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7]. O prezentare sintetică și completă a acestor probleme în literatura noastră de specialitate este dată în [8].

Pentru cele ce urmează, se reține faptul că, în cazul joncțiunilor uzuale pentru tranzistoare, străpungerile au loc datorită ionizării în avalanșă a purtătorilor în regiunea de trecere a joncțiunii. Dependența curent-tensiune este dată de relația empirică (fig. 1) [4]:

$$i = M\, i_s = \frac{i_s}{1-\left(\frac{u}{U_{av}}\right)^n} \qquad (1)$$

în care:

- i este curentul de saturație a joncțiunii;
- M — coeficientul de multiplicare a purtătorilor de sarcină în regiunea de trecere;
- u — tensiunea inversă aplicată joncțiunii;
- U_{av} — tensiunea de străpungere prin avalanșă ($u \to U_{av}$, $i \to \infty$);
- n — constantă ce depinde de materialul semiconductor și modul de injecție a purtătorilor de sarcină în regiunea de trecere. (În cazul joncțiunilor ce apar la tranzistoarele $p-n-p$ cu germaniu, $n = 3$.)

În cazul joncțiunilor aliate, tensiunea de străpungere prin avalanșă U_{av} depinde de rezistivitatea materialului de bază (pe care se face alierea) după o relație, de asemenea empirică, de tipul:

$$U_{av} = a\rho^m$$

în care a și m sînt constante de material ($0{,}5 < m < 1$).

O justificare teoretică a acestor relații empirice a fost dată în [6] pe baza datelor din [5].

În cazul tranzistoarelor, străpungerile ce apar pot fi de trei tipuri:

— străpungeri volumice, care apar în special datorită multiplicării în avalanșă a purtătorilor în regiunea de trecere a joncțiunii colectoare;

— străpungeri prin pătrunderea bazei;

— străpungeri superficiale.

Pot apărea, de asemenea, străpungeri combinate. În lucrarea de față se tratează în special primul tip, reprezentînd principala cauză a străpungerilor care apar la tranzistoare în situațiile practice. Nu se va insista asupra celorlalte tipuri de străpungeri decît în măsura în care, combinate cu cea de avalanșă, o influențează.

La baza încadrării analitice a fenomenelor vor sta ecuațiile Ebers și Moll [9], pentru regimul staționar al tranzistorului,

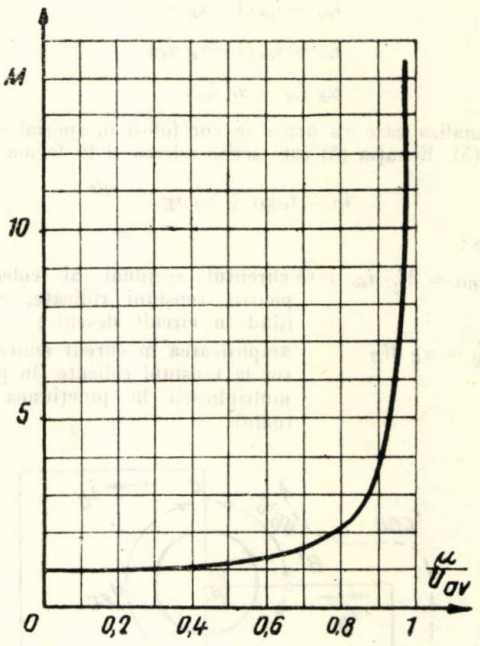


Fig. 1. *Dependența coeficientului de multiplicare de tensiunea inversă*

modificate pentru a lua în considerare multiplicarea în joncțiunea colectoare (și ținînd seama că $u_{CB} < -0{,}5$ V);

$$i_E = i_{es}\left(e^{\frac{u_{EB'}}{u_T}} - 1\right) + \alpha_C\, i_{cs} \qquad (2)$$

$$i_C = M_C\, i_{cs} + \alpha_E\, M_C\, i_{es}\left(e^{\frac{u_{EB'}}{u_T}} - 1\right) \qquad (3)$$

în care:

- i_{es} este curentul rezidual al emitorului, colectorul fiind scurtcircuitat la bază;
- i_{cs} — curentul rezidual al colectorului, emitorul fiind scurtcircuitat la bază;
- α_E α_C, — factorii de amplificare în curent la funcționarea normală și inversă a tranzistorului (emitor-colector și colector-emitor);
- $M_C = M_C(u_{BC})$ — coeficientul de multiplicare a purtătorilor, în regiunea de trecere a colectorului, funcție de tensiunea inversă aplicată după o relație de tipul (1);
- $u_T = \frac{kT}{e}$ — parametru cu dimensiunile unei tensiuni.

Convenția de semn pentru curenți în ecuațiile (2), (3) corespunde funcționării în regiunea activă.

Ecuațiile (1) și (2) se mai pot pune și în forma:

$$i_E = i_{eo}\left(e^{\frac{u_{EB'}}{u_T}} - 1\right) + \frac{\alpha_C\, i_C}{M_C} \tag{4}$$

$$i_C = M_C\,[i_{co} + \alpha_E\, i_E] \tag{5}$$

în care:

i_{eo} este curentul rezidual al emitorului, colectorul fiind în circuit deschis;

i_{co} — curentul rezidual al colectorului, emitorul fiind în circuit deschis.

Între curenții reziduali există relațiile:

$$i_{eo} = i_{es}\,(1-\alpha_E\,\alpha_C)$$

$$i_{co} = i_{cs}\,(1-\alpha_E\,\alpha_C)$$

$$\alpha_E\, i_{es} = \alpha_C\, i_{cs}\,.$$

În analiza care va urma se vor folosi în special ecuațiile (2) și (5). Ecuația (5) este scrisă adesea și în forma:

$$i_C = i_{CBO} + \alpha_E^*\, i_E \tag{6}$$

în care:

$i_{CBO} = M_C\, i_{co}$ este curentul rezidual al colectorului pentru tensiuni ridicate, emitorul fiind în circuit deschis; (7)

$\alpha_E^* = \alpha_E\, M_C$ — amplificarea în curent emitor-colector la tensiuni ridicate (în prezența multiplicării în joncțiunea colectoare). (8)

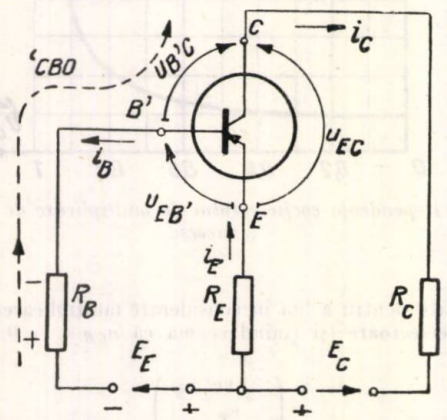


Fig. 2. *Schema generală de polarizare a tranzistorului*

2. PREZENTAREA CALITATIVĂ A FENOMENELOR

Se consideră un tranzistor în schema generală de polarizare (fig. 2).

Rezistența $r_{bb'}$ este inclusă în R_B și se vor considera cu o foarte bună aproximație:

$$u_{B'C} \simeq u_{BC} = u_C \text{ (notație prescurtată)}$$

$$u_{B'E} \simeq u_{BE}$$

De asemenea pentru tensiunile u_{BE} corespunzătoare curenților uzuali

$$u_{EC} = u_{EB} + u_{BC} \simeq u_{BC} \simeq u_C$$

Din ecuația (6) $i_C = i_{CBO} + \alpha_E^*\, i_E$ se deduce:

$$i_C = \frac{i_{CBO}}{1 - \alpha_E^* \dfrac{i_E}{i_C}}\,, \tag{9}$$

Raportul i_E/i_C se poate exprima în funcție de mărimile din circuitul de intrare în care există relația:

$$E_E - u_{EB} = R_E\, i_E + R_B\, i_B = (R_E + R_B)\, i_E - R_B\, i_C \tag{10}$$

Rezultă:

$$\frac{i_E}{i_C} = \frac{R_B + \dfrac{E_E - u_{EB}}{i_C}}{R_B + R_E}\,. \tag{11}$$

Tot din (6) ținînd seama de $i_E = i_C + i_B$ se deduce și:

$$i_C = \frac{i_{CBO} + \alpha_E^*\, i_B}{1 - \alpha_E^*} = \frac{M_C}{1-\alpha_E\, M_C}\,(i_{co} + \alpha_E\, i_B). \tag{12}$$

Pe baza ecuațiilor (5), (6), (9), (11), (12) se va prezenta calitativ comportarea tranzistorului la tensiuni ridicate, în funcție de condițiile impuse de circuit.

În general, circuitul va fi caracterizat de tensiunea E_E și de factorul de stabilitate a cărui expresie este bine cunoscută

$$S = \frac{1}{1-\alpha_E \dfrac{R_B}{R_B + R_E}}\,. \tag{13}$$

Se va considera, conform definițiilor uzuale, că tranzistorul intră în regiunea de străpungere cînd curentul său de colector începe să crească rapid, la creșterea tensiunii aplicate depășind esențial valoarea corespunzătoare tensiunilor mici.

Pentru tensiunea de străpungere se vor folosi, în funcție de împrejurări, definițiile:

$$u_C \to U_{(st)} \quad i_C \to \infty \tag{14}$$

$$u_C \to U_{(st)} \quad \frac{di_C}{du_C} \to \infty. \tag{15}$$

(Într-o serie de situații cele două definiții determină una și aceeași tensiune.)

a) Cazul $i_E = \text{const.}$ (în particular $i_E = 0$) corespunde la $S \simeq 1$, $(R_E \gg R_B)$.

Din (6) rezultă imediat că tranzistorul intră în regiunea de străpungere în apropiere de U_{av}, care reprezintă tensiunea de străpungere în oricare din cele două definiții (14, 15).

Într-adevăr dacă $u_C \to U_{av}$, $M_C \to \infty$, $i_c \to \infty$, $\dfrac{di_C}{du_C} \to \infty$.

b) Cazul $i_B = \text{const.}$ (în particular $i_B = 0$) corespunde la

$S \simeq \dfrac{1}{1-\alpha_E} = \beta_E + 1$, $(R_B \gg R_E)$, iar R_B și E_E alese corespunzător.

Din ecuația (12) rezultă că în această situație tranzistorul se străpunge la tensiunea U_α (pentru care amplificarea în curent α_E^* devine egală cu unitatea)

$$u_C \to U_\alpha\,;\quad \alpha_E^* \to 1\,;\quad i_C \to \infty\,;\quad \frac{di_C}{du_C} \to \infty.$$

Ținînd seama de definițiile α_E^* (8) și M_C (1), rezultă pentru tensiunea de străpungere relația:

$$U_\alpha = U_{av}\sqrt[n]{1-\alpha_E} = \frac{U_{av}}{\sqrt[n]{\beta_E + 1}}\,. \tag{16}$$

c) Cazul $\frac{i_E}{i_C} = \frac{R_B}{R_B + R_E} = \text{const.}$ se poate obține luînd $E_E = 0$ și R_B, R_E foarte mari (11).

Analiza acestor situații se face nu atît pentru importanța lor practică, ci ca o etapă ajutătoare în prezentarea care urmează.

Revenind în aceste condiții la ecuația (9) ea poate fi scrisă, ținînd seama și de (7):

$$i_C = \frac{i_{CBO}}{1 - \alpha_E^* \frac{R_B}{R_B + R_E}} = \frac{M_C}{1 - \alpha_E \frac{R_B}{R_B + R_E} M_C} \cdot i_{co} \quad (17)$$

Prin transformări simple se deduce că:

$$\frac{M_C}{1 - \alpha_E \frac{R_B}{R_B + R_E} M_C} = S M_{SC} \quad (18)$$

în care:

S — factorul de stabilitate (13);

$M_{SC} = \frac{1}{1 - \left(\frac{u_C}{U_S}\right)^n}$ — un coeficient de multiplicare (19) de tipul (1) pentru care:

$$U_S = \frac{U_{av}}{\sqrt[n]{S}}. \quad (20)$$

Relația (17) devine în acest caz:

$$i_C = M_{SC} \cdot S i_{co} \quad (21)$$

comportarea în tensiune a tranzistorului fiind ilustrată în figura 3.

Se constată că între cazurile limită deja cunoscute ($i_B = 0$, $i_E = 0$) se poate trasa o familie de curbe $\frac{i_E}{i_C}, S = \text{const.}$ avînd tensiuni de străpungere cu atît mai ridicate cu cît $\frac{i_E}{i_C}$, S scad.

d) Cazul $E_E = \text{const.} > 0$, $S = \text{const.}$ (de valori uzuale) corespunde circuitelor de polarizare uzuale în montajele amplificatoare cu tranzistoare.

Pentru deducerea tensiunii de străpungere în această situație se pornește de la ecuația (5) ținînd seamă de faptul că la polarizări uzuale $i_{co} \ll \alpha_E i_E$

$$i_C \simeq \alpha_E M_C i_E = \alpha_E^* i_E. \quad (22)$$

Înlocuind în ecuația (10) $i_B = (1 - \alpha_E^*) i_E - i_{CBO}$ se obține:

$$i_E = \frac{E_E - u_{EB} + i_{CBO} R_B}{R_E + (1 - \alpha_E^*) R_B} \text{ și deci:}$$

$$i_C = \alpha_E^* \frac{E_E - u_{EB} + i_{CBO} R_B}{R_E + (1 - \alpha_E^*) R_B}. \quad (23)$$

Din expresia (23) rezultă că $i_C \to \infty$ cînd $\alpha_E^* \frac{R_B}{R_B + R_E} \to 1$ și se poate determina astfel tensiunea de străpungere.

Se va pune mai întîi (23) sub o formă mai comodă.

Pentru tensiuni joase curentul i_C are valoarea:

$$i_{Ci} = \alpha_E \frac{E_E - u_{EBi} + i_{co} R_B}{R_E + (1 - \alpha_E) R_B}. \quad (24)$$

Pentru creșteri ale lui i_C nu prea mari peste valoarea de tensiuni joase, dar suficiente pentru a intra în regiunea de străpungere, se poate neglija variația termenului $(-u_{EB} + i_{CBO} R_B)$, față de valoarea sa inițială, în comparație cu E_E.

În acest caz împărțind (23) prin (24) și transformînd, se obține:

$$i_C = M_C \frac{R_E + (1 - \alpha_E) R_B}{R_E + (1 - \alpha_E^*) R_B} i_{Ci} = \frac{M_C}{1 - \alpha_E \frac{R_B}{R_B + R_E} M_C} \frac{i_{Ci}}{S} \quad (25)$$

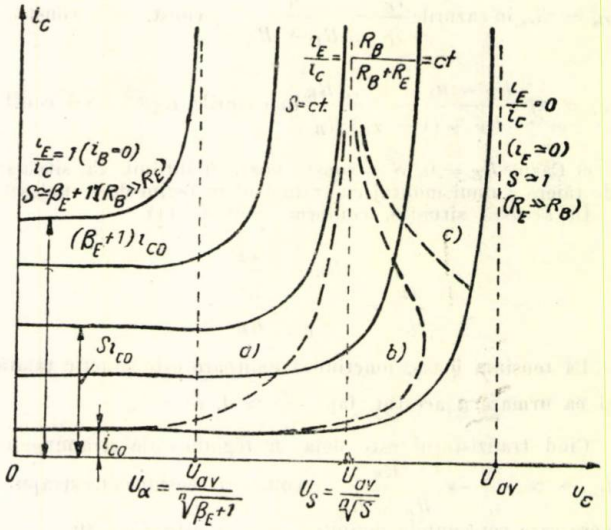


Fig. 3. *Comportarea în tensiune a tranzistorului în cazul* $\frac{i_E}{i_C} = \text{const.}$

Folosind acum relația (18) se ajunge la expresia:

$$i_C = M_{SC} i_{Ci} \quad (26)$$

în care M_{SC} este definit de (19) și din care rezultă că tensiunea de străpungere este U_S (20). Valabilitatea ecuației (26) este limitată la domeniul curenților care corespund la $\Delta (u_{EB} - i_{CBO} R_B) \ll E_E$.

În lumina celor de mai sus, revenind la cazul *b* și reanalizînd ecuația (12), se constată că ea se poate pune de asemenea într-o formă:

$$i_C = M_{\alpha C} i_{Ci} \quad (27)$$

în care:

$$\left.\begin{aligned} M_{\alpha C} &= M_{SC} \\ U_\alpha &= U_S \end{aligned}\right\} \text{ pentru } S = \frac{1}{1 - \alpha_E} = \beta_E + 1$$

iar

$$i_{Ci} = S (i_{co} + \alpha_E i_B) = \frac{i_{co} + \alpha_E i_B}{1 - \alpha_E}. \quad 28)$$

Ca o primă concluzie deci, în oricare din cazurile *a*, *b*, *c*, *d*, curentul de colector se supune, cel puțin pînă la intrarea în regiunea de străpungere, unei legi de forma:

$$i_C = M_{SC} i_{Ci}$$

în care:

$$M_{SC} = \frac{1}{1 - \left(\frac{u_C}{U_S}\right)^n};$$

$U_S = \frac{U_{av}}{\sqrt[n]{S}}$ — tensiunea de străpungere;

$i_{Ci} = (i_C)_{u_C \leqslant U_S}$ — curentul de colector inițial a cărui expresie este :

$i_{Ci} = i_{co} + \alpha_E i_{Ei}$ în cazurile $i_E = \text{const.}$ $(S = 1)$,

$i_{Ci} = \dfrac{i_{co} + \alpha_E i_B}{1 - \alpha_E}$ în cozurile $i_B = \text{const.}$ $(S = \beta_E + 1)$,

$i_{Ci} = S i_{co}$ în cazurile $\dfrac{i_E}{i_C} = \dfrac{R_B}{R_B + R_E} = \text{const.}$ $(S = \text{const.})$,

$i_{Ci} = \alpha_E \dfrac{E_E - u_{EBi} + i_{co} R_B}{R_E + (1 - \alpha_E) R_B}$ în cazurile $E_E > 0, S = \text{const.}$

e) Cazul $E_E = 0$, $S = \text{const.}$ poate fi întîlnit ca situație de tăiere a unui montaj cu tranzistor în regim de impulsuri. În această situație, conform relației (11)

$$\frac{i_E}{i_C} = \frac{R_B - \dfrac{u_{EB}}{i_C}}{R_B + R_E}.$$

La tensiuni joase, joncțiunea emitoare este practic tăiată și ca urmare a acestui fapt $\dfrac{i_E}{i_C} \approx 0$, $i_C \simeq i_{co}$.

Cînd tranzistorul este deja în regiunea de străpungere, $i_C \to \infty$, $\dfrac{i_E}{i_C} \to \dfrac{R_B}{R_B + R_E} = \text{const.}$ și tensiunea de străpungere care corespunde definiției $i_C \to \infty$ este U_S (20).

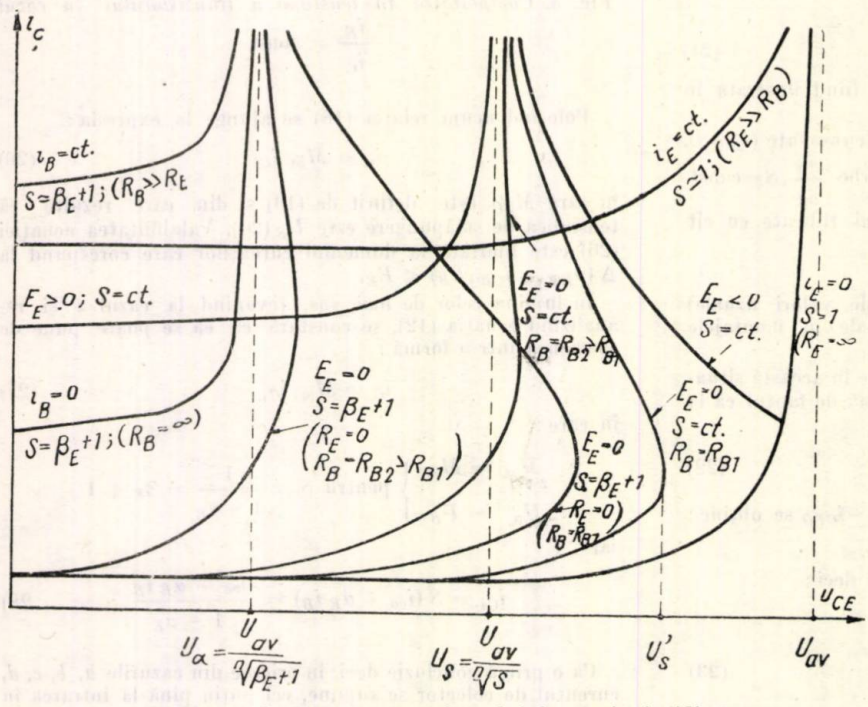


Fig. 4. *Comportarea tranzistorului la tensiuni ridicate*

Se constată deci că, la creșterea curentului, raportul $\dfrac{i_E}{i_C}$ variază între zero și valoarea finală $\dfrac{R_B}{R_B + R_E}$. Este de așteptat o trecere a curbei i_C, u_C din situația de față (figura 3, *a*, *b*) între curbele din familia $\dfrac{i_E}{i_C} = \text{const.}$ (fig. 3) corespunzătoare valorilor zero și $\dfrac{R_B}{R_B + R_E}$. În cazul unei alegeri corespunzătoare a rezistențelor R_B, R_E, joncțiunea emitoare se deschide mai tîrziu, raportul $\dfrac{i_E}{i_C}$ crește sensibil doar la tensiuni mai mari ca U_S și în acest caz curba i_C, u_C respectivă (curba *b*, fig. 3) va prezenta un maxim de tensiune la $u_C = U_S'$ și o porțiune de rezistență negativă.

Determinarea formei exacte a acestei curbe i_C, u_C, a valorii tensiunii de întoarcere U_S' și rezistenței negative se face numai pe baza unei încadrări analitice mai complete care va fi prezentată în paragrafele 3 și 5.

f) Cazul $E_E < 0$, $S = \text{const.}$ corespunde, ca și cazul *e*, situației de tăiere a unui montaj cu tranzistor în regim de impulsuri, fiind chiar mai avantajos.

Rolul tensiunii negative E_E este de a întîrzia deschiderea joncțiunii emitoare într-o măsură mai mare față de cazul *e* corespunzător (aceleași R_B, R_E). Se obține astfel o mărire sensibilă a valorii tensiunii de întoarcere U_S'.

Curba i_C, u_C în acest caz se suprapune practic peste curba $i_E = 0$ pînă la deschiderea joncțiunii emitoare, datorită căderii de tensiune în sens de deschidere, dată de curentul $i_{CBO} = M_C i_{co}$ pe rezistența de bază R (fig. 2).

Tensiunea de întoarcere U_S' corespunde practic condiției

$$i_{CBO} R_B = i_{co} R_B M_C (U_S') = |E_E|$$

de unde rezultă valoarea :

$$(U_S')_{E_E < 0} = U_{av} \sqrt[n]{1 - \frac{i_{co} R_B}{|E_E|}}. \qquad (29)$$

După tensiunea de întoarcere U_S', joncțiunea emitoare se deschide din ce în ce mai puternic și $\dfrac{i_E}{i_C}$ crește de la zero la $\dfrac{R_B}{R_B + R_E}$.

Ca urmare a acestui fapt curba i_C, u_C revine, avînd o porțiune de rezistență negativă ca și în cazul *e*, către tensiunea de străpungere U_S corespunzătoare definiției $i_C \to \infty$ (fig. 3, curba *c*). Calculul rezistenței negative se va prezenta în paragraful 5.

Rezultatele analizei prezentate în acest paragraf sînt sintetizate în figura 4. (Curbele $E_E = 0$, $S = \beta_E + 1$ sînt cazuri particulare ale situației $S = \text{const.}$ pentru $R_E = 0$. Deși nu aduc nimic nou, ele s-au reprezentat din cauza interesului pe care îl prezintă în anumite aplicații.)

3. CALCULUL TENSIUNILOR DE ÎNTOARCERE

Tensiunea de întoarcere U_S' a unui tranzistor într-un montaj dat, în cazul în care ea există, este o valoare esențială pentru caracterizarea comportării acestuia.

Spre deosebire de toate tensiunile de străpungere determinate pînă acum, U_S' corespunde, cu excepția unor cazuri limită, numai definiției $\dfrac{di_C}{du_C} \to \infty$.

Tratarea pornește de la ecuațiile (2) și (5). În condițiile schemei generale de polarizare din figura 2, folosind (10), ecuația (2) devine :

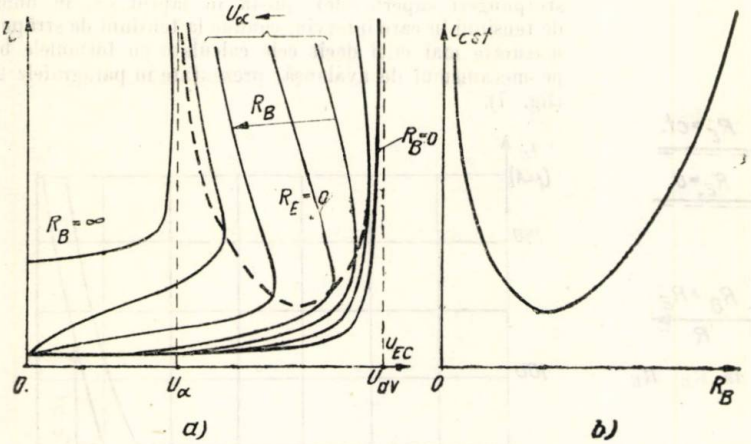
$$i_E = i_{es} \left[e^{\frac{E_E}{u_T} - \frac{R_E + R_B}{u_T} i_E + \frac{R_B}{u_T} i_C} - 1 \right] + \alpha_C i_{cs}. \qquad (30)$$

Din ecuația (5)

$$i_C = M_C (i_{co} + \alpha_E i_E)$$

se deduce ecuația caracteristicii tensiune-curent:

$$u_C = U_{av} \sqrt[n]{1 + \frac{\alpha_E i_E + i_{co}}{i_C}} . \quad (31)$$



Mărimea tensiunii de întoarcere, obținută înlocuind în (33) pe $\left(\frac{di_E}{di_C}\right)_{st}$ cu expresia normată, este:

$$U'_S = U_{av} \sqrt[n]{1 - \frac{\alpha_E}{B} \frac{R\, x_{st}}{1 + R\, x_{st}}} \quad (41)$$

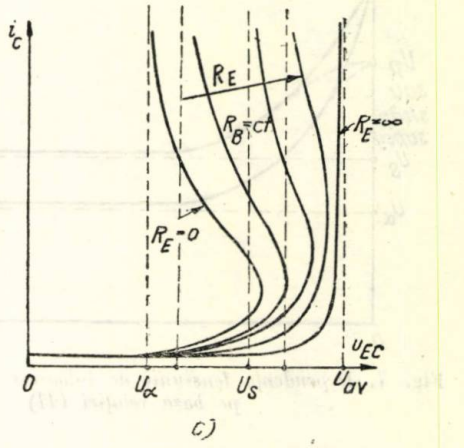


Fig. 5. *Efectul rezistențelor R_B și R_E asupra străpungerii tranzistorului*

Derivînd această expresie și punînd condiția pentru străpungere (15), se găsește că tensiunea de întoarcere U'_S corespunde îndeplinirii egalității:

$$\alpha_E \frac{di_E}{di_C} = \frac{\alpha_E i_E + i_{co}}{i_C} \quad (32)$$

deci are expresia:

$$U'_S = U_{av} \sqrt[n]{1 + \alpha_E \left(\frac{di_E}{di_C}\right)_{st}} . \quad (33)$$

Pentru deducerea $\left(\frac{di_E}{di_C}\right)_{st}$ se folosește (30) și valoarea curentului de emitor corespunzător străpungerii obținut din ecuația (32).

Folosind expresia (30), aproximația $i_E \gg (1 - \alpha_E)\, i_{es}$ (pe deplin justificată) și introducînd notațiile:

$$x = \frac{i_E}{i_{es}\, e^{E_E/u_T}} \text{ — curentul de emitor normat,} \quad (34)$$

$$R = \frac{R_B + R_E}{u_T} i_{es}\, e^{E_E/u_T} \text{ rezistența bază emitor normată} \quad (35)$$

$$A = \frac{\alpha_E i_{es}}{i_{co}} e^{E_E/u_T} = \frac{\alpha_C}{1 - \alpha_E \alpha_C} e^{E_E/u_T} \text{ — factor care consideră efectul lui } i_{co} \text{ comparativ cu } \alpha_E i_E, \quad (36)$$

se obține pentru curentul de emitor (normat) de străpungere ecuația exponențială:

$$x_{st} = e^{1 + \left(R + \frac{1}{x_{st}}\right)\frac{1}{A}} \quad (37)$$

În funcție de precizia dorită, se pot lua ca soluții aproximative:

$$x_{st} = e^{1 + (R + 0{,}34)\frac{1}{A}} \quad (38)$$

$$x_{st} = e^{1 + \frac{R}{A}} \quad (39)$$

$$x = e \quad (40)$$

în care

$$B = \frac{R_B + R_E}{R_B} . \quad (42)$$

Expresiile (41), (37), cu aproximațiile (38), (39) descriu corect fenomenele observate în practică la străpungerea unui tranzistor (figura 5, *a*, *b*, *c*).

Predeterminările ecuațiilor (37), (41) corespund figurilor 6 și 7.

Relativ la figura 7, este de notat că

$$U'_S \to U_{av} \sqrt[n]{1 - \frac{\alpha_E}{B}} = U_S$$

cînd R, $(R_B + R_E) \to \infty$

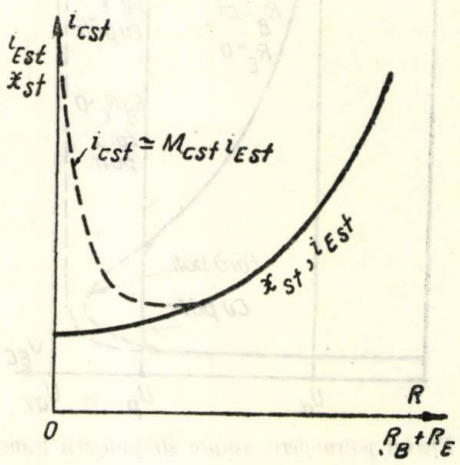


Fig. 6. *Dependența curentului de străpungere de R_B, R_E pe baza relației (37)*

Se mai menționează că deși aproximația (40) nu este satisfăcătoare din punctul de vedere al descrierii comportării i_{Cst} (nu pune în evidență creșterea acestuia spre $R_B + R_E \to \infty$),

ea este utilă pentru determinarea tensiunii de întoarcere U'_S, întrucît introduce erori în valoarea lui i_{Cst} în domeniul în care acesta afectează puţin U'_S.

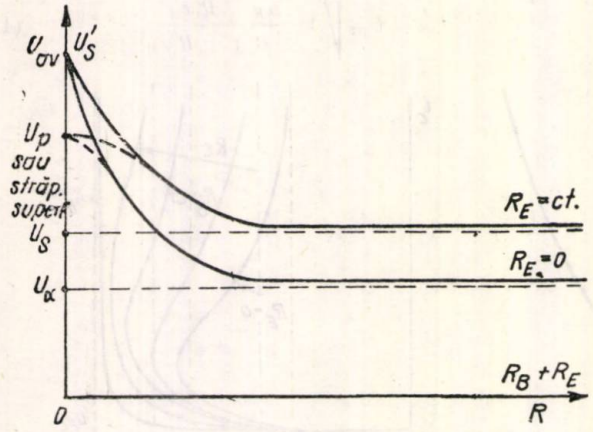


Fig. 7. *Dependenţa tensiunii de întoarcere U'_S de R_B, R_E pe baza relaţiei (41)*

4. CONTRIBUŢIA FENOMENULUI DE PĂTRUNDERE ŞI A STRĂPUNGERILOR SUPERFICIALE

După cum s-a arătat în introducere, străpungerea unui tranzistor nu este întotdeauna datorită numai avalanşei în joncţiunea colectoare. Se va arăta, în continuare, care este efectul fenomenului de pătrundere şi al străpungerilor superficiale asupra tensiunii de străpungere a tranzistorului într-o configuraţie de circuit dată.

Fenomenul de pătrundere constă, după cum se ştie, în atingerea prin bază a celor două regiuni de trecere ale joncţiunilor, ca urmare a lărgirii regiunii de trecere a joncţiunii colectoare la creşterea tensiunii de polarizare inversă a acesteia. El poate fi constatat numai cînd tensiunea de pătrundere este mai mică decît cea de avalanşă

$$U_P < U_{av}$$

După cum se vede şi din figura 8 tensiunea de pătrundere este limita superioară a tensiunilor colector-emitor, $u_{EC} \leqslant U_P$.

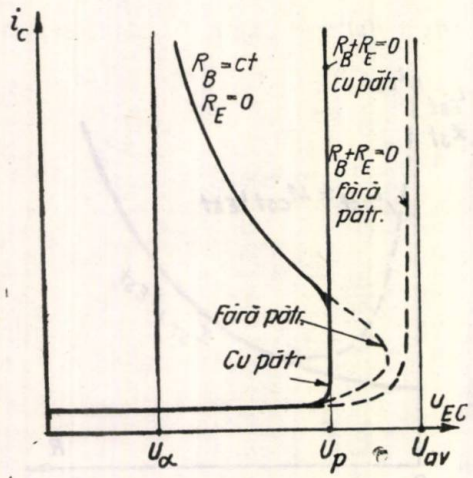


Fig. 8. *Efectul pătrunderii asupra străpungerii tranzistorului*

Principala consecinţă a străpungerilor superficiale este creşterea curentului rezidual al joncţiunii colectoare mult înaintea străpungerii prin avalanşă.

În aceste condiţii ecuaţia (5) nu mai poate fi valabilă. În forma (6) însă

$$i_C = i_{CBO} + \alpha^*_E i_E$$

ea poate fi valabilă dacă în locul $i_{CBO} = M_C i_{co}$, valoarea teoretică, se pune valoarea măsurată $i_{CBO} > M_C i_{co}$, considerîndu-se astfel efectele superficiale. Valoarea tensiunii de străpungere prin avalanşă se poate determina urmărind creşterea diferenţei $i_C - i_{CBO} = \alpha^*_E i_E = \alpha_E M_C i_E$, care nu este afectată de fenomenele superficiale (fig. 9).

Efectul fenomenelor secundare prezentate (pătrundere, străpungeri superficiale) constă în faptul că, în domeniul de tensiuni în care intervin, conduc la tensiuni de străpungere măsurate mai mici decît cele calculate cu formulele bazate pe mecanismul de avalanşă, prezentate în paragrafele 2 şi 3 (fig. 7).

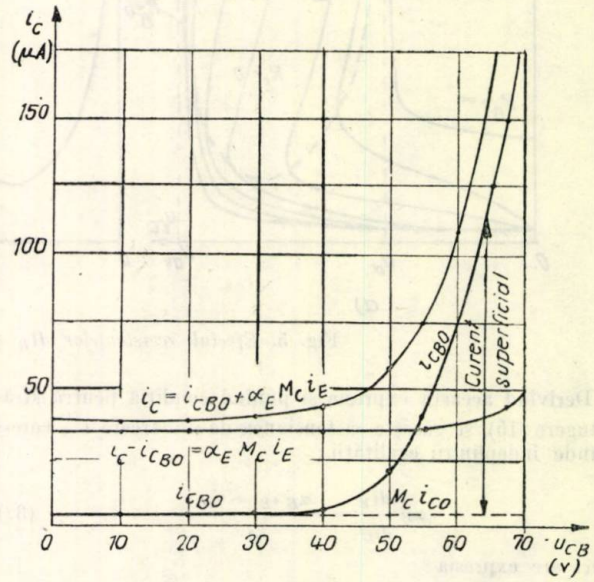


Fig. 9. *Efectul străpungerii superficiale a joncţiunii emitoare*

5. REZISTENŢA NEGATIVĂ

După cum s-a arătat deja în cazurile $E_E \leqslant 0$ curba i_C, u_C prezintă, după tensiunea de întoarcere, o porţiune de rezistenţă negativă.

Cunoaşterea formei curbei în această regiune prezintă interes, fie din punctul de vedere al aplicaţiilor tranzistorului ca

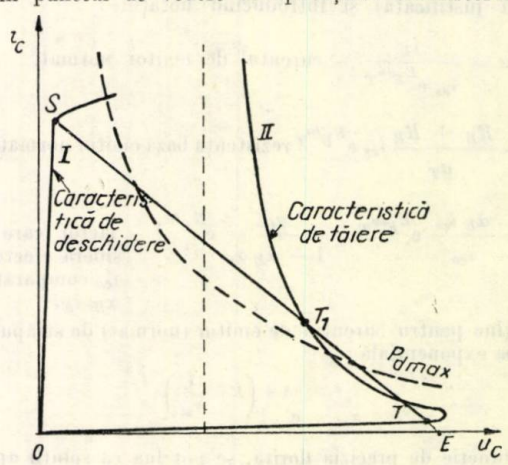


Fig. 10. *Fenomenul de agăţare*

element de circuit cu rezistenţă negativă (tranzistoare de avalanşă [10], [11], fie din punctul de vedere al protejării tranzistoarelor care lucrează în regiunea de avalanşă ($\alpha^*_E > 1$) faţă de pericolul distrugerii prin fenomenul de „agăţare" (în literatura de specialitate se foloseşte adesea termenul englez „latching").

Fenomenul de „agățare" poate apărea la funcționarea tranzistorului în regim de comutație, cînd dreapta de sarcină întretaie caracteristica de tăiere în mai mult de un punct (curba *II*, fig. 10). La comutarea de la conducție spre tăiere, tranzistorul rămîne „agățat" în punctul de funcționare T_1 corespunzător unei tăieri incomplete, putîndu-se distruge din cauza puterii disipate ridicate.

Este de remarcat faptul că fenomenul de „agățare" impune limitări simultane atît curentului de lucru la deschidere cît și tensiunii de tăiere.

Pentru determinarea relațiilor de calcul ale caracteristicii i_C, u_C se pornește de la (6) și (22) obținîndu-se:

$$i_C = \alpha_E^* \frac{E_E - u_{EB} + i_{CBO} R_B}{R_E + (1 - \alpha_E^*) R_B} + i_{CBO}. \qquad (43)$$

Folosind apoi relația (2) și aproximația $i_E \gg (1-\alpha_E)\, i_{es}$ se obține:

$$u_{EB} = u_T \ln \frac{i_C - i_{CBO}}{\alpha_E^* i_{es}}. \qquad (44)$$

Combinînd (43) și (44) se ajunge după transformări la:

$$i_C = \alpha_E^* \frac{u_T}{R_B + R_E} \frac{\ln \left[\dfrac{i_C - i_{CBO}}{\alpha_E^* i_{es}\, e^{(E_E + i_{CBO} R_B)/u_T}} \right]}{\alpha_E^* \dfrac{R_B}{R_B + R_E} - 1} + i_{CBO}. \qquad (45)$$

Introducînd mărimile normate:

$$y = \frac{i_C - i_{CBO}}{\alpha_E^* i_{es}\, e^{(E_E + i_{CBO} R_B)/u_T}} \text{ — curentul de colector normat,} \qquad (46)$$

$$R' = \frac{R_B + R_E}{u_T} i_{es}\, e^{\frac{E_E + i_{CBO} R_B}{u_T}} = R\, e^{\frac{i_{CBO} R_B}{u_T}} \qquad (47)$$

(R definit prin (35) ca rezistența emitor-bază normată)

$$B = \frac{R_B}{R_B + R_E} \text{ — deja folosit (36),}$$

egalitatea (46) devine (48) $F(y) = \dfrac{\ln y}{y} = R' (\alpha_E^* B - 1)$,

care poate fi considerată ca o expresie normată generală a caracteristicii i_C, u_C (fig. 11).

De remarcat:

— $y \to \infty$, $i_C \to \infty$, $F(y) \to 0$, $\alpha_E^* \cdot B \to 1$ stabilit anterior.

— $F(y) =$ maxim pentru $y = e$,

$R'\, e\, (\alpha_E^* B - 1) = 1$, de la care, dacă se consideră $i_{CBO} = M i_{co}$, se ajunge la relațiile (37), (41).

În cazurile în care efectul curentului i_{CBO} poate fi neglijat, $y = e$, corespunde la $i_E = i_{es}\, e^{\frac{1 + E_E}{u_T}}$ — aproximația (40).

Expresia generală normată a caracteristicii i_C, u_C pune în evidență faptul că orice caracteristică i_C, u_C, cu excepția celor corespunzătoare cazurilor i_E, i_B = const., prezintă, cel puțin teoretic, o tensiune de întoarcere. În cazurile $E_E > 0$, S = const. curentul de colector are la prima trecere peste U_S valoarea teoretică $i_C = \alpha_E^* i_{es}\, e^{\frac{E_E + R_B i_{CBO}}{u_T}} + i_{CBO}$, ($y = 1$), $\alpha_E^* = \alpha_E^* (U_S)$, $i_{CBO} = i_{CBO} (U_S)$. Practic această valoare nu se atinge în situațiile uzuale.

În lumina acestor fapte trebuie înțeleasă limitarea valabilității ecuației (26), care presupune $i_C \to \infty$ la $u_S \to U_S$, la domeniul curenților pentru care $\Delta (u_{BE} - i_{CBO} R_B) \ll E_E$.

Revenind la problema principală a acestui paragraf, determinarea curbei de rezistență negativă, ea se poate obține punct cu punct folosind expresia (48), relațiile (1), (8), (36), (47), (48) și curba experimentală i_{CBO} (u_C) pe calea $u_C \to \alpha_E^*$, $i_{CBO} \to y \to i_C$.

În majoritatea calculelor de uz practic se poate neglija efectul termenului $i_{CBO} R_B$, în care caz calculul e mult mai simplu (apar erori doar în imediata apropiere a întoarcerii).

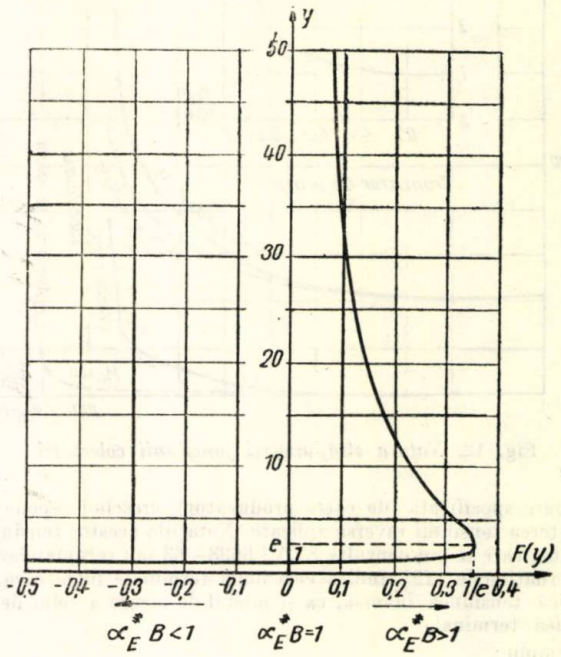


Fig. 11. *Caracteristica generală i_C, u_C în mărimi normate*

Dacă tranzistorul este tăiat prin polarizări inverse mari întoarcerea are loc practic la $i_C = i_{CBO} = \dfrac{|E_E|}{R_B}$ (vezi paragraful 2, punctul *f*), iar regiunea de rezistență negativă corespunde cu o bună aproximație condiției $u_{EB} \simeq 0$, care conduce la o relație de calcul relativ simplă:

$$i_C = \frac{\alpha_E^*}{\alpha_E^* B - 1} \frac{|E_E| - i_{CBO} R_B}{R_C + R_E}$$

în care, pentru majoritatea cazurilor practice, se mai poate neglija suplimentar termenul $i_{CBO} R_B$.

6. VERIFICĂRI EXPERIMENTALE

NATURA STRĂPUNGERII JONCȚIUNII COLECTOARE

După cum s-a afirmat deja în paragraful 4, străpungerea prin avalanșă a joncțiunii colectoare este adesea mascată de străpungerile superficiale care apar la tensiuni mai mici (în special cînd tensiunea de avalanșă depășește 100 V în cazul tranzistoarelor cu germaniu). Figura 12 pune clar în evidență acest fenomen, ca și faptul că în cazul curentului de volum al joncțiunii ($i_C - i_{CBO}$) multiplicarea are loc după legea avalanșei (1).

Această ultimă constatare este esențială, deoarece în majoritatea cazurilor de funcționare normală a tranzistorului (regiunea activă a caracteristicilor), acesta se străpunge la tensiuni apreciabil mai mici decît tensiunea de străpungere a joncțiunii colectoare (superficială sau de volum), comportarea sa fiind determinată de relațiile (26) și (27), care au la bază legea multiplicării de volum.

Tensiunea de străpungere definită pentru $i_C \to \infty$ se determină în funcție de configurația circuitului cu relația (20).

Experimental, condiția $i_C \to \infty$ se înlocuiește cu $i_C = I$, o valoare mare (în măsura posibilităților și utilității practice). Pe această linie standardele interne și internaționale definesc tensiunile de străpungere ca tensiuni inverse, aplicate dispozitivului pentru care curentul invers al acestuia depășește o

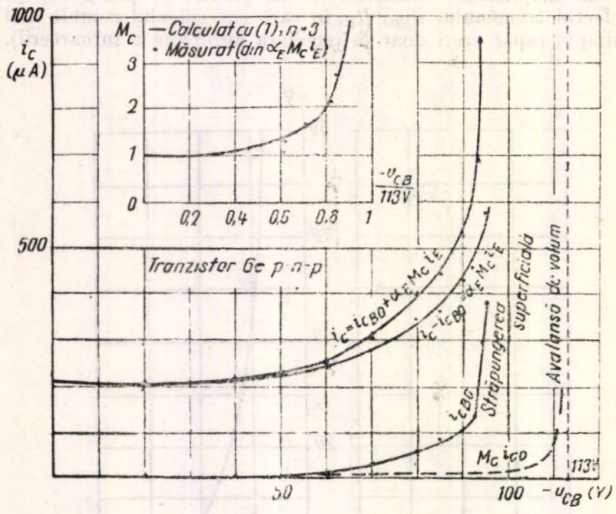


Fig. 12. *Natura străpungerii joncțiunii colectoare*

valoare specificată (de către producător), crescînd repede la creșterea tensiunii inverse aplicate. Notațiile acestor tensiuni, pentru care se pot consulta STAS 6693—63 sau recomandările internaționale [12], indică cele două terminale între care se aplică tensiunea inversă, ca și modul de legare a celui de-al treilea terminal.

Exemplu:

$$U_{(st)\,CBO},\ U_{(st)\,CEO},\ U_{(st)\,CES},\ U_{(st)\,CER}.$$

În ceea ce privește valoarea specifică pentru curentul invers, aceasta este fie foarte mare, pentru ca valoarea tensiunii de străpungere măsurată să aproximeze bine pe cea fizică ($i_C \to \infty$), cum este cazul la măsurarea $U_{(st)\,CEO}$, $U_{(st)\,CER}$, fie doar de două-trei ori valoarea curentului rezidual la tensiuni mici, pentru ca tensiunea măsurată să indice domeniul tensiunilor de utilizare normală a tranzistorului (curent rezidual aproximativ constant), cum este cazul la măsurarea $U_{(st)\,CEO}$, $U_{(st)\,EBO}$.

În figura 13 este prezentată verificarea experimentală a relației (20). Dependența teoretică a tensiunii U_S de circuit

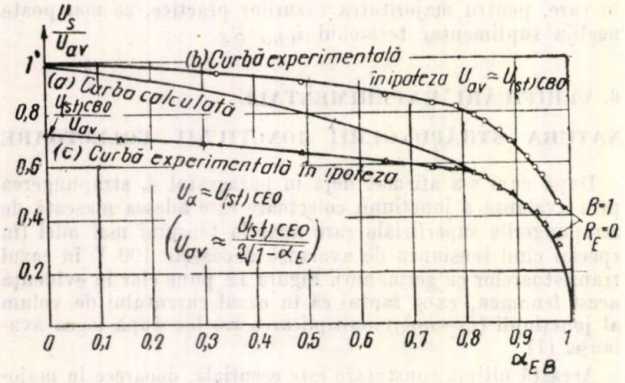


Fig. 13. *Verificarea experimentală a relației pentru calculul U_S*

este reprezentată într-o formă normată în funcție de mărimea $\alpha_E B$ (curba *a*). (Relația (20) corespunde îndeplinirii condiției $M_{SC} = \alpha_E B$.)

Verificările experimentale s-au efectuat prin măsurarea în impulsuri a tensiunilor de străpungere la un curent de 800 μA, iar rezultatele s-au reprezentat luînd ca bază fie $U_{(st)\,CBO} \simeq U_{av}$, fie $U_{(st)\,CEO} \simeq U_\alpha$ (fig. 13, curbele *b* și *c*).

În cazul curbei *b* se observă o neconcordanță totală cu teoria, ceea ce pune în evidență falsitatea presupunerii $U_{(st)\,CBO} \simeq U_{av}$.

În cazul curbei *c*, pentru care s-a considerat

$$U_{av} = \frac{U_\alpha}{\sqrt[3]{1-\alpha_E}} \approx \frac{U_{(st)\,CEO}}{\sqrt[3]{1-\alpha_E}},$$ se constată o foarte bună concordanță cu teoria de la U_α pînă la $\approx 2\,U_\alpha$, după care tensiunile de străpungere se limitează la valori apreciabil mai mici decît cele teoretice.

Cauza neconcordanței totale pentru curba *b* și a abaterilor curbei *c* o constituie străpungerile superficiale care afectează valorile măsurate la o valoare finită a curentului. Surplusul de curent superficial în curentul de colector duce la o reducere esențială a tensiunilor măsurate.

De exemplu (fig. 14) tensiunea $U_{(st)\,CBO}$ corespunde îndeplinirii condiției $I_{măs.} = i_{CBO} \geqslant M_C i_{CO}$ în regiunea străpungerilor superficiale (vezi rezultatele experimentale din fig. 12) și este apreciabil mai mică decît tensiunea de avalanșă U_{av} (valoarea coeficientului de multiplicare corespunzător fiind doar 1,8 din confruntarea curbelor *a*, *c* fig. 13).

Pe măsura creșterii curentului de măsură scad abaterile curbelor *b* și *c* față de *a*. Pentru practică însă tensiunile de străpungere măsurate la curenți excesiv de mari nu prezintă interes.

În concluzie, relația (20) predetermină în bune condiții creșterea tensiunii de străpungere a tranzistorului (măsu-

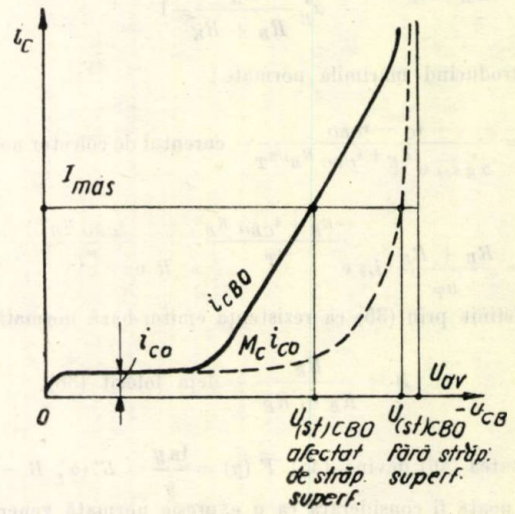


Fig. 14. *Influența efectelor superficiale asupra măsurării tensiunii de străpungere la curent finit*

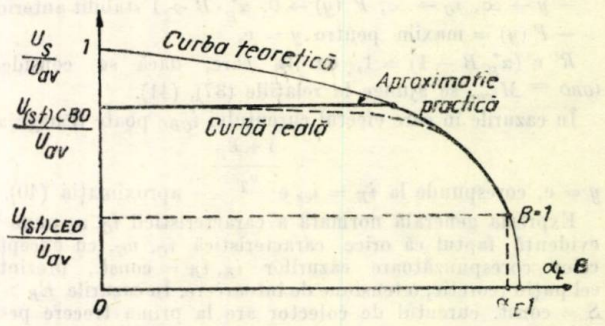


Fig. 15. *Determinarea practică a comportării în tensiune U_S a tranzistorului*

rată la curent constant), la scăderea raportului $B = \frac{R_B}{R_B + R_E}$ pînă în domeniul străpungerilor superficiale, dacă se iau ca bază tensiunea de avalanșă calculată din $U_{(st)\,CBO} \approx U_\alpha$ și α_E. În figura 15 se arată modul în care utilizatorul poate pre-

determina comportarea tranzistorului, din punctul de vedere al tensiunilor U_S la variația lui B, cunoscînd mărimile $U_{(st)\,CEO}$, $U_{(st)\,CBO}$, α_E.

Străpungerea tranzistorului în condițiile unei caracteristici i_C, u_C cu întoarcere. S-a urmărit variația tensiunii de străpungere

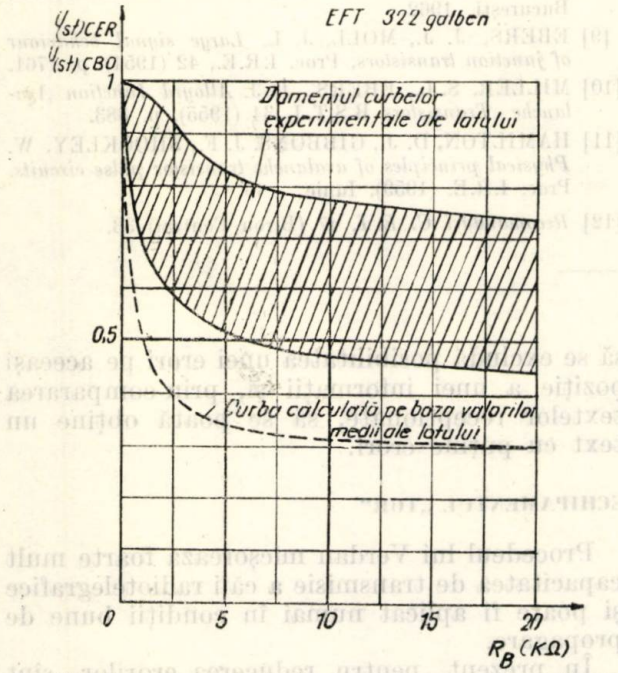


Fig. 16. *Dependența tensiunii de străpungere de rezistența* R_B ($U_{av} \simeq U_{(st)\,CBO}$)

a tranzistorului măsurată la curent de colector constant în funcție de rezistența de bază R_B (R_E, E_E=0). Măsurătorile s-au efectuat asupra unui lot de 15 tranzistoare EFT 322 galben, din producția curentă.

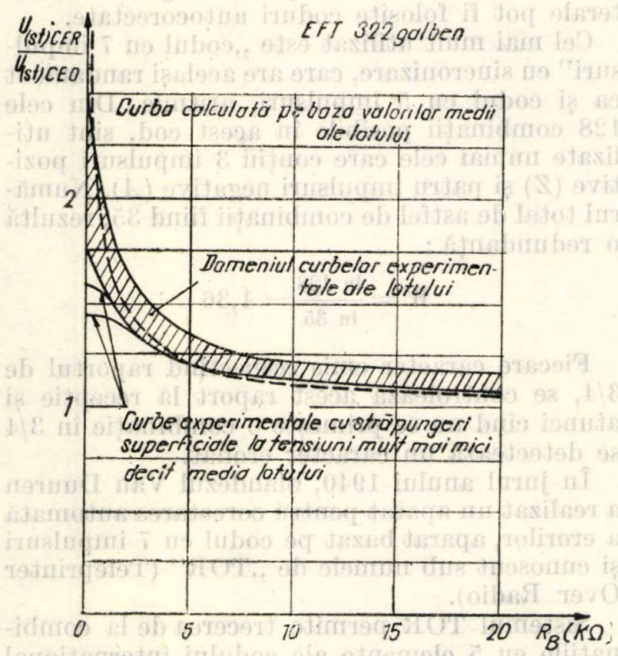


Fig. 17. *Dependența tensiunii de străpungere de rezistența* R_B ($U_\alpha \simeq U_{(st)\,CEO}$)

Curba teoretică a fost calculată pe baza caracteristicii tensiune-curent (48), rezultată din încadrarea analitică. S-au introdus în calcul datele medii ale lotului respectiv.

Rezultatele experimentale s-au reprezentat sub formă de grafice normate luînd ca bază fie $U_{av} \simeq U_{(st)\,CBO}$ (fig. 16), fie $U_{av} = \dfrac{U_\alpha}{\sqrt[3]{1-\alpha_E}} \simeq \dfrac{U_{(st)\,CEO}}{\sqrt[3]{1-\alpha_E}}$ (fig. 17) [normare, fie $\dfrac{U_{(st)\,CER}}{U_{(st)\,CBO}}$, fie $\dfrac{U_{(st)\,CER}}{U_{(st)\,CEO}}$].

Se constată că, în cazul ipotezei $U_{(st)\,CBO} \simeq U_{av}$, curbele lotului au o dispersie foarte mare și se abat net de la curba teoretică, în timp ce în cazul ipotezei $U_{(st)\,CEO} \simeq U_\alpha$ dispersia curbelor ca și abaterea față de curba teoretică sînt mici, cu excepția domeniului tensiunilor mari în care intervin efectele superficiale.

În concluzie, relația (48) permite predeterminarea în bune condiții a creșterii tensiunii $U_{(st)\,CER}$ la scăderea rezistenței bază-emitor R_B pînă în domeniul străpungerilor superficiale,

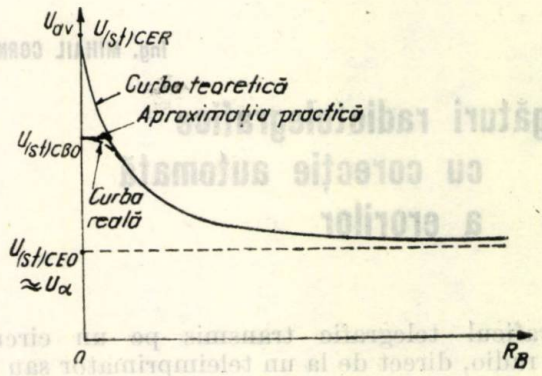


Fig. 18. *Determinarea practică a dependenței* $U_{(st)CER}$ (R_B).

în care $U_{(st)\,CER}$ rămîne aproximativ constant și egal cu $U_{(st)\,CBO}$ (fig. 17).

7. CONCLUZII

Comportarea tranzistoarelor la tensiuni ridicate este determinată pînă în domeniul străpungerilor superficiale de legea multiplicării în avalanșă a purtătorilor în regiunea de trecere a joncțiunii colectoare.

În cazul în care joncțiunea emitoare este deschisă (funcționarea tranzistorului în regiunea activă), caracteristica sa i_C, u_C are, cel puțin pînă la intrarea în regiunea de străpungere, aspectul unei curbe de avalanșă (fig. 1), corespunzînd unei relații de tipul $i_C = M_{SO}\, i_{Ci}$ care la rîndul ei este corespunzătoare unei tensiuni de străpungere $U_S = U_{av}\sqrt[n]{S}$ (paragraful 2).

În cazul în care joncțiunea emitoare este tăiată sau foarte aproape de tăiere, caracteristica i_C u_C a tranzistorului prezintă la tensiuni ridicate o întoarcere spre U_S printr-o porțiune de rezistență negativă (paragrafele 2 și 5).

În calcule trebuie să se ia ca bază tensiunea $U_{(st)\,CEO}$, care aproximează bine pe U_α la curenți de măsură acceptabil de mari, efectele superficiale fiind neglijabile (paragraful 6).

Efectele superficiale și pătrunderea bazei limitează superior tensiunile de străpungere (paragrafele 4 și 6). În afară de pătrundere, variația lărgimii bazei conduce și la creșterea curentului de colector mult înainte de regiunea de străpungere, în special în cazurile i_B = const.

Întreaga prezentare anterioară corespunde funcționării tranzistorului în condiții de autoîncălzire neglijabilă și temperatură ambiantă constantă. Problema dependenței de temperatură a comportării tranzistorului la tensiuni ridicate nu a fost luată în considerație în prezentarea de față, impunînd — din cauza amploarei sale — un studiu special.

În încheiere, autorul ține să aducă și pe această cale mulțumiri tov. ing. Vlad Pauker pentru discuțiile deosebit de utile purtate și tov. Mircea Ștefănescu pentru efectuarea unui mare volum de măsurători.

BIBLIOGRAFIE

[1] AFEE, Mc., RYDER, STOCKLEY, SPARKES. *Observations of Zenner current in Germanium p — n junctions*, Physical Review 83 (1951), p. 650.

[2] KAY, Mc. AFEE, Mc. *Electron multiplication in Silicon and Germanium*, Physical Review 91 (1953), p. 1079.

[3] KAY, K. G. Mc. *Avalanche breakdown in Silicon*, Physical Review 94 (1954), p. 877.

[4] MILLER, S. L. *Avalanche breakdown in Germanium*, Physical Review 99 (1955), p. 1234.

[5] CHYNOWETH, A. G. *Ionisation rates for electrons and holes in Silicon*, Physical Review 109 (1958), p. 1537.

[6] ARMSTRONG, H. L. *On avalanche Multiplication in Semiconductor Devices*, Journal of Electronics and Control (1958), August p. 97.

[7] MUSS, D. R., GREENE., R.F. *Reverse Breakdown in Indium-Germanium Alloy Junctions*, Journal of Applied Physics, 29 (1953), p. 1534 (nov).

[8] DRĂGĂNESCU, M. *Procese electronice în dispozitivele semiconductoare de circuit*, Editura Academiei R.P.R., Bucureşti, 1962.

[9] EBERS, J. J., MOLL, J. L. *Large signal behaviour of junction transistors*, Proc. I.R.E., 42 (1954), p. 1761.

[10] MILLER, S. L., EBERS, J. J. *Alloyrd Junction Avalanche Transistors* B.S.T.J. 34 (1955), p. 883.

[11] HAMILTON, D. J., GIBBONS, J. F., SHOCKLEY, W. *Physical principles of avalanche transistor pulse circuits*. Proc. I.R.E. (1959), Iunie.

[12] *Recomandări C. E. I, 47* (Birou Central) 33.

Ing. MIHAIL CORNEL

Legături radiotelegrafice cu corecție automată a erorilor

Traficul telegrafic transmis pe un circuit radio, direct de la un teleimprimator sau de la un aparat telegrafic similar cu cod de 5 unități, este afectat de zgomote și fading, informația recepționată prezentînd un procent intolerabil de caractere eronate.

Utilizarea directă a codului teleimprimator cu 5 unități a fost mult timp îmbunătățită pentru a se obține rezultate mulțumitoare în exploatarea legăturilor radiotelegrafice.

Dintre îmbunătățirile aduse acestor legături purtătoare ale semnalelor telegrafice, se amintesc :

— antene directive la emisie și recepție,
— recepții cu diversitate în spațiu,
— emisii și recepții cu diversitate de frecvență,
— modulația de frecvență
— perfecționări ale circuitelor electronice la emisie și recepție etc.

Cu toate acestea, condițiile variabile de propagare radio conduc la valori variabile de distorsiune telegrafică, valori ce întrec în anumite momente marginea de recepție a aparatelor teleimprimatoare.

Deoarece importanța traficului radiotelegrafic pretinde obținerea unor comunicații de o calitate și o siguranță în serviciu comparabile cu cele ale comunicațiilor pe fire, s-au căutat metode și sisteme pentru detecția și corecția erorilor.

Pentru o recepție corectă a informațiilor, s-a folosit și se mai folosește procedeul lui Verdan. Conform acestui procedeu aceeași informație se transmite de mai multe ori, astfel încît să se excludă posibilitatea unei erori pe aceeași poziție a unei informații și, prin compararea textelor recepționate, să se poată obține un text cu puține erori.

ECHIPAMENTUL „TOR"

Procedeul lui Verdan micșorează foarte mult capacitatea de transmisie a căii radiotelegrafice și poate fi aplicat numai în condiții bune de propagare.

În prezent, pentru reducerea erorilor, sînt foarte mult folosite coduri adecvate ce permit detecția și corecția erorilor. Aceste coduri se bucură de o anumită „redundanță" și, cu cît se acordă valori mai mari redundanței, cu atît capacitatea de corectare a codului respectiv este mai mare. Astfel, pentru legături unilaterale pot fi folosite coduri autocorectate.

Cel mai mult utilizat este „codul cu 7 impulsuri" cu sincronizare, care are același randament ca și codul cu 5 impulsuri, aritmic. Din cele 128 combinații posibile în acest cod, sînt utilizate numai cele care conțin 3 impulsuri pozitive (Z) și patru impulsuri negative (A). Numărul total de astfel de combinații fiind 35, rezultă o redundanță :

$$W = \frac{\ln 128}{\ln 35} = 1{,}36$$

Fiecare caracter emis respectînd raportul de 3/4, se controlează acest raport la recepție și atunci cînd nu se primește o combinație în 3/4 se detectează un caracter eronat.

În jurul anului 1940, olandezul Van Duuren a realizat un aparat pentru corectarea automată a erorilor, aparat bazat pe codul cu 7 impulsuri și cunoscut sub numele de „TOR" (Teleprinter Over Radio).

Sistemul TOR permite trecerea de la combinațiile cu 5 elemente ale codului internațional nr. 2 la combinațiile cu 7 elemente ale alfabetului telegrafic internațional nr. 3 și invers. Sistemul necesită o legătură în ambele sensuri, cu sincronizare, deoarece se renunță la elementele aritmice pe circuitul de legătură.

Pentru convertirea codului cu 5 impulsuri în cel cu 7 impulsuri la emisie, și a codului cu 7 impulsuri în cel cu 5 impulsuri la recepție, sînt utilizate dispozitive speciale — convertoare de cod.

Transmițătorul și receptorul funcționînd în sincronism, se face economie de semnale start-stop și un caracter de 7 elemente poate fi transmis într-un timp de 140 milisecunde. Astfel, transformarea codului cu 5 momente în cel cu 7 momente nu influențează viteza de transmitere. Datorită acestui fapt, sistemul permite folosirea multiplexării cu diviziune de timp.

Multiplexarea se poate face fie transmițînd succesiv impulsurile a două (sau mai multe) căi diferite, fie intercalînd cîte un impuls din fiecare cale. Durata unui impuls se reduce proporțional cu numărul de căi. Practic, în prezent la această diviziune în timp nu se depășește numărul de patru căi pe un canal radio, ceea ce revine la 5 ms pentru un impuls (viteza telegrafică în canalul radio : 200 baud).

FUNCȚIONAREA ECHIPAMENTULUI TOR

La emisie este utilizat un transmițător automat pentru bandă perforată, care transmite cele 5 impulsuri la echipamentul TOR, la intrarea convertorului de cod 5/7. După conversiune, de la ieșirea convertorului de cod, semnalele ajung la un registru pentru memorizare, dispozitiv de acumulare ce poate repeta semnalele atunci cînd stația corespondentă solicită o repetare. Registrul este prevăzut de obicei pentru trei caractere, acest număr fiind suficient pentru căile normale la care timpul de propagare nu este excesiv. În registru se află întotdeauna înmagazinate ultimele trei caractere transmise. Ieșirea registrului este conectată la un dispozitiv ce realizează distribuția impulsurilor pentru multiplarea în timp și trimiterea lor în calea sincronă.

La recepție, combinațiile primite sosesc într-un distribuitor de recepție la care sînt conectați „detectorul de erori" și convertorul 7/5. Caracterele găsite corecte sînt traduse în codul cu 5 impulsuri și transmise la un dispozitiv care dirijează combinațiile cu pași aritmici la teleimprimatorul de recepție. În cazurile în care detectorul de erori constată la caracterele recepționate un alt raport decît 3/4, atunci se trimit pe calea inversă semnale pentru repetare care declanșează în mod automat procesul de repetiție. În timpul repetării unui caracter, transmițătorul de bandă perforată este blocat pentru un alt caracter.

Inițial au fost realizate sisteme TOR cu două căi. După ce aceste echipamente au dat rezultate foarte bune, s-a impus urgent necesitatea unor instalații analoge cu patru căi. Instalațiile TOR cu două căi nu mai erau suficiente pentru traficul ce devenea din ce în ce mai mare. Ca urmare s-a conceput transformarea sistemului TOR cu două căi într-un sistem TOR cu patru căi, care este tot un sistem cu multiplare în timp.

Dacă la început echipamentele construite conțineau părți electromecanice, astăzi întrebuințarea sistematică a semiconductoarelor a făcut să dispară părțile electromecanice fabricîndu-se sisteme TOR electronice.

Performanțe

Din 1947, cînd invenția lui Van Duuren a revoluționat în mod practic radiotelegrafia, echipamentul TOR a oferit legături radio aproape tot atît de sigure ca și cablurile telegrafice și a făcut posibile servicii directe prin teleimprimator. Eficacitatea protecției astfel realizată poate fi calificată excelentă. De exemplu, încercări efectuate în 1955, cu echipamente de două căi la care repartiția căilor în timp era făcută mecanic, au dat următoarele rezultate :

Procent de erori :

a) legătură prin teleimprimator neprotejată, manipulație F_1 3,86%
b) legătură TOR 0,023%
c) legătură metalică 0,0186%

Rezultă din aceste încercări că legătura TOR prezintă o securitate în funcționare foarte apropiată de aceea a unei legături metalice.

De asemenea, *s-a constatat că se poate menține o legătură TOR, fără a crește sensibil procentul de erori, atunci cînd nu mai este posibil de a se coresponda în morse la viteză manuală.*

Codul cu 7 impulsuri nu poate detecta așanumitele „transpuneri" la care din cauza perturbațiilor, la caractere, a fost introdus un impuls Z în locul unui impuls A și un impuls A în locul unui impuls Z, întrucît raportul 3/4 este totuși menținut.

Erorile de transpoziții (mutilarea a două semnale ale aceluiași caracter, astfel încît unul trece de la pozitiv la negativ și celălalt de la negativ la pozitiv) care nu pot fi detectate prin dispozitivul de protecție sînt relevate în practică ca fiind rare, după cum indică și procentul de erori.

Astfel, sistemul morse pentru comunicații fixe, cu excepția mesajelor schimbate cu vase pe mare, va fi în curînd un lucru al trecutului. Fără îndoială acest nou sistem de corectare a erorilor a jucat un rol foarte important în rapida dezvoltare a traficului radiotelegrafic. În plus, acesta a condus la inaugurarea serviciului telex extraeuropean pentru comunicații directe între abonații telex. Primul astfel de serviciu a fost deschis în străinătate în noiembrie 1951 și a urmat apoi o dezvoltare accelerată a legăturilor radio-telex. De asemenea din anul 1956 s-au introdus canale de trafic închiriate exclusiv

la dispoziția celor doi abonați conectați, permițînd astfel băncilor, comercianților și unui număr crescînd de agenții aeriene să efectueze, fără întrerupere, un schimb important de mesaje.

Sistemele TOR cu multiplexare permit, deci, utilizarea diferitelor căi pentru :

— legături între oficii telegrafice,
— legături între centrale telex și
— legături directe și permanente între abonați (închirieri de circuite).

Funcțiile principale ale acestor echipamente sînt :

— multiplexajul și demultiplexajul a 4 căi,
— menținerea sincronismului între cele două extremități ale liniei,
— formarea caracterelor redundante și controlul lor la recepție.

Caracteristici

Sistemele de concepție recentă sînt caracterizate prin întrebuințarea generalizată a tranzistoarelor și prin avantajele prezentate de tehnica digitală : circuite logice pe ansambluri de modele miniaturizate standard.

Ele prezintă :

— un ansamblu compatibil cu echipamentele existente,
— un volum redus,
— un consum redus,
— o mare suplețe în exploatare, toate unitățile fiind pe casete și unitățile de intrare schimbabile între ele,
— o mare simplicitate de punere în serviciu datorită fazajului automat,
— o întreținere ușoară datorită utilizării elementelor standardizate,
— o securitate de funcționare la temperaturi ambiante cuprinse între — 10 și + 55°C pentru variații de 10% ale tensiunii de alimentare în raport cu tensiunea nominală.

RECOMANDĂRI CCIR ȘI CCITT

CCIR și CCITT au emis o serie de recomandări în legătură cu sistemele TOR.

În avizele respective, pentru aceste sisteme apare denumirea „sisteme ARQ" (sisteme cu repetare automată) și se consideră printre altele că :

— este esențial de a putea realiza, prin intermediul legăturilor radioelectrice, interconectarea aparatelor aritmice terminale ce întrebuințează alfabetul telegrafic internațional nr. 2 ;
— legăturile radiotelegrafice trebuie să poată funcționa în condiții variabile de propagare, de zgomot atmosferic și de interferență ;
— transmisiunea de semnale ale unui cod cu cinci momente pe legăturile radio este susceptibilă de erori ce nu sînt detectate automat de către aparatele receptoare ;
— un mijloc eficace de a reduce numărul caracterelor eronate este utilizarea codurilor ce permit corecția, detectînd erorile și comandînd automat repetarea ;
— metoda ce utilizează transmisiunea sincronă și repetarea automată (ARQ), în prezent, a dovedit cu prisosință eficacitatea sa.

La a X-a Adunare Plenară, la Geneva, în 1963, CCIR a emis un nou aviz asupra sistemelor ARQ. În termenii acestui aviz :

„atunci cînd utilizarea directă a unui cod cu cinci momente pe un circuit radioelectric conduce la un procent de erori intolerabil și cînd se dispune de un circuit de întoarcere, se utilizează un cod cu 7 momente cu comandă automată de repetiție".

De asemenea, avizul V. 20 al CCITT (New Delhi, 1960), indică condițiile de semnalizare ce se utilizează în cazul în care comunicațiile telex sînt stabilite prin intermediul unor astfel de circuite radioelectrice. Recomandările avizului V. 20 se aplică circuitelor stabilite prin comutație pe rețelele radiotelegrafice.

CONCLUZII

Cu echipamentul ARQ se poate realiza un serviciu radiotelegrafic ireproșabil. Erorile de transmitere datorite căii radioelectrice pot fi eliminate aproape în întregime, obținîndu-se o securitate în funcționarea foarte apropiată de aceea a unei legături pe fire.

O legătură pe echipamentul ARQ poate fi menținută în condiții rele de propagare, cînd nici în morse la viteză manuală nu mai este posibilă prelucrarea traficului.

Majoritatea Administrațiilor P.T.T., în aproape toate părțile globului, utilizează echipamente ARQ pe legăturile transoceanice și chiar pe legături continentale importante.

Echipamente fără cale inversă

În timp ce sistemele TOR erau exploatate, de ani de zile, în aproape toate părțile globului, fiind cu ușurință adaptate condițiilor fiecărei exploatări, au fost realizate și echipamente care pentru corecția automată a erorilor în traficul radio prin teleimprimator nu solicită cale inversă și care sînt utilizate pentru servicii de radioemisie sau circuite cap la cap unde un canal invers nu este disponibil.

Aceste echipamente telegrafice, pentru o singură cale, se conectează între teleimprimator, sau alt echipament telegrafic și emițătorul și receptorul radio la fiecare cap al circuitului. Funcționînd în întregime automat pot fi adăugate circuitelor telegrafice existente fără a necesita modificări sau schimbări la echipamentele respective.

Funcționarea simplă a acestor echipamente nu este asemănătoare cu funcționarea sistemelor TOR, corecția erorilor fiind obținută prin utilizarea unui cod autocorectat ce face parte din așa-numitele „coduri sistematice". În aceste coduri fiecare simbol de cod sau caracter are „n" elemente bivalente (digiți binari), din care „m" elemente sînt asociate informației, în timp ce elementele $K = n - m$ elemente sînt utilizate pentru detecția și corecția erorilor. Se procură astfel o redundanță definită ca raportul dintre numărul elementelor utilizate și numărul minim necesar pentru a transmite aceeași informație, $R = n/m$, care servește la măsurarea eficienței codului.

Codul cu protecție se realizează prin adăugarea unor „digiți de paritate" grupurilor de digiți ce reprezintă caracterele într-un cod neredundant.

În cazul în care codul fără protecție are cinci elemente cel puțin zece elemente sînt necesare în fiecare caracter pentru a permite ca erori la un singur element să fie corectate și ca erori afectînd două elemente să fie detectate.

De exemplu, echipamentul tip „Autospec" (Automatic Single Path-Error Corection) utilizează un cod în care fiecare caracter este reprezentat prin 10 elemente în loc de cele 5 elemente folosite în codul teleimprimator obișnuit. Aceste 10 elemente conțin suficientă informație pentru a da posibilitate terminalului Autospec de recepție să detecteze erorile într-un caracter mutilat și aproape în fiecare caz să le corecteze. Dacă un caracter este prea rău mutilat pentru a fi corectat, echipamentul indică automat că o eroare necorectabilă este prezentă.

„Primele 5 impulsuri sînt cele ale semnalului inițial. Următoarele 5 repetă pe cele 5 inițiale, dacă acestea cuprind un număr par de impulsuri de o anumită polaritate, iar dacă numărul de impulsuri de polaritate aleasă este impar, atunci cele 5 impulsuri inițiale sînt repetate cu polaritate inversată. De ex. 10100 devine 1010010100, iar 10110 devine 1011001001. În cazul unei singure erori se recunoaște ușor care este impulsul eronat, iar dacă sînt două erori se constată acest fapt și nu se imprimă nici o literă. De fapt, sistemul poate spune, în acest din urmă caz, că litera transmisă eronat este una din anumite două litere".

Cele 10 unități de cod au fost alese pentru a da cea mai mare îmbunătățire în performanță cu o sporire minimă în viteza semnalelor.

O îmbunătățire în procentul de erori de 10/1 poate fi realizată în condiții rele de propagare, în timp ce o îmbunătățire de peste 1000/1 este obținută în condiții medii de propagare.

Comparînd cele două sisteme cu protecție prezentate mai sus, se constată că:

— în ambele sisteme o eroare la un singur element dintr-un caracter este corectată;

— sistemul ce utilizează codul cu 10 unități nu poate corecta erori multiple, în timp ce sistemul ARQ poate corecta o mare parte din ele;

— în general performanțele celor două sisteme sînt comparabile cînd raportul semnal/zgomot este mai mare de un anumit număr de ori. Sub acest prag, sistemul ARQ prezintă o imprimare corectă, însă cu multe cereri automate pentru corecții și deci cu o micșorare a capacității de transmitere, în timp ce sistemul cu cod de 10 unități, deoarece nu are cale inversă pentru a preveni transmisia, prezintă o pierdere de caractere, în locul lor imprimîndu-se simboluri ce reprezintă caractere eronate ce n-au putut fi corectate.

Totuși, dacă perturbațiile sînt foarte numeroase — de exemplu o eroare la circa 20-25 impulsuri — nici sistemul TOR nu mai dă rezultate, deoarece trebuie să revină prea des asupra literelor transmise și durata transmiterii mesajului ar fi extrem de lungă.

În această situație pentru serviciul telex, de exemplu, este evident că echipamentul Autospec nu poate fi recomandat, acesta fiind însă acceptabil pentru multe alte aplicații — performanțele sale fiind considerabil mai bune decît cele ale codului simplu cu 5 unități — unde din punct de vedere economic nu este justificată folosirea unui sistem TOR-Multiplex *sau unde nu se poate asigura calea de întoarcere. Sistemul Autospec* este preferat pentru costul său scăzut în comparație cu cel al sistemelor Multiplex și este solicitat de un mare număr de utilizatori ca serviciile maritime, meteorologice, de telecomunicații, precum și de multe alte organizații care doresc să profite de corecția automată a erorilor în transmiterea de mesaje sau de date. Centralele radiotelegrafice ale Administrațiilor P.T.T. nu ultilizează echipamente Autospec.

BIBLIOGRAFIE

[1] HAMMING, R. W. *Error Detecting and Error Correcting Codes*, The Bell System, Technical Journal, Aprilie, 1950, pp. 147—160.

[2] KELLER, P. R. *An Automatic Error Correction System for Unidirectional HF Teleprinter Circuits*, Point to Point Telecommunication, Iunie, 1963, pp. 14—25.

[3] C.C.I.T.T. *Système de correction automatique des erreurs pour signaux télégraphiques transmis par circuits radioélectriques*, Contribution nr. 32. Commission d'études. VIII Genève, 12 martie, 1963.

Ing. NICOLAE STANCIU

Particularități statistice ale spectrului semnalului de televiziune

INTRODUCERE

Folosirea mai economică a spectrului de frecvențe este una dintre problemele actuale ale tehnicii televiziunii. Rezolvarea ei este condiționată, în primul rînd, de cunoașterea particularităților spectrului.

O analiză calitativă a structurii spectrului semnalului de televiziune a fost făcută de Mertz și Gray [1] într-un caz particular al transmiterii unei imagini statice. În acest caz, spectrul are o structură discretă, liniile spectrale de amplitudine relativ mare fiind concentrate în jurul armonicelor frecvenței liniilor.

În cazul general, pe canalul de televiziune se transmit semnale corespunzătoare unor imagini mobile, iar semnalul de televiziune trebuie privit ca fiind un proces întîmplător. Ca atare, el nu poate fi caracterizat decît utilizînd metode statistice. În legătură cu aceasta, în ultimii ani, metodele statistice de cercetare au început să fie aplicate și în televiziune pe scară din ce în ce mai largă.

În prezentul articol se arată în ce mod poate fi caracterizat semnalul de televiziune din punct de vedere statistic și se studiază distribuția energiei în spectrul energetic, în jurul armonicelor frecvenței cadrelor.

CARACTERIZAREA STATISTICĂ A SEMNALULUI DE TELEVIZIUNE

Orice informație de televiziune este întîmplătoare, în sensul că la punctul de recepție nu se poate ști din timp, cu precizie, ce se va recepționa. În caz contrar, semnalul nu ar conține nici un fel de informație.

Informația de televiziune poate fi deci privită ca realizarea unei funcții întîmplătoare $X(t)$.

Pentru caracterizarea deplină a funcției $X(t)$, în cazul nostru a semnalului de televiziune, este necesar, după cum se știe din teoria funcțiilor întîmplătoare [2], să se dea întreaga succesiune a legilor ei de repartiție, adică a densității probabilității $f_n\ (x_1, \ldots, x_n;\ t_1, \ldots, t_n)$ pentru toate valorile lui n.

Legea de repartiție de ordinul întîi $f_1\ (x_1,\ t_1)$ reprezintă probabilitatea ca valoarea semnalului de televiziune, într-un punct t_1, să fie mai mică decît x_1. În cazul general, legea de repartiție de ordinul n reprezintă probabilitatea ca valoarea semnalului de televiziune în punctele $t_1 \ldots t_n$ să fie, în mod corespunzător, mai mică decît $x_1 \ldots x_n$.

Cu toate că legile de repartiție a probabilităților caracterizează funcția întîmplătoare în modul cel mai complet, adesea se recurge la alte metode de descriere a particularităților statistice, deoarece obținerea experimentală a legilor de repartiție de ordine superioare este foarte dificilă.

Cel mai adesea se folosesc, în acest scop, funcția corelației $B(\tau)$ și spectrul statistic $G(\omega)$. Aceste funcții reprezintă transformata Fourier a uneia față de cealaltă [3]:

$$B(\tau) = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)\cdot e^{j\omega\tau}\,d\omega \text{ sau}$$

$$B(\tau) = \int_{0}^{\infty} G(\omega)\cos\omega\tau\,d\omega \qquad (1)$$

$$G(\omega) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty} B(\tau)\cdot e^{-j\omega\tau}\,d\tau \text{ sau}$$

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi}\int_{0}^{\infty} B(\tau)\cos\omega\tau\,d\tau \qquad (2)$$

Spectrul statistic adesea se numește și spectru energetic deoarece, în sens fizic, reprezintă densitatea spectrală a puterii.

Densitatea spectrală a puterii unei funcții întîmplătoare se poate pune și sub forma [4]:

$$G(\omega) = 2\ (\overline{U})^2\ \delta(\omega) + S(\omega) \qquad (3)$$

unde:

$\overline{U}$ este valoarea medie a funcției întîmplătoare;

$\delta(\omega)$ — funcția delta;

$S(\omega)$ — dispersia funcției întîmplătoare.

Expresia $2\,(\overline{U})^2\,\delta\,(\omega)$ reprezintă partea spectrului corespunzătoare componentei continue, iar $S(\omega)$ determină modul de distribuție a puterii în spectru.

În cazul semnalului de televiziune expresia lui $S(\omega)$ este comod să fie privită ca fiind produsul a trei funcții [5]

$$S(\omega) = \eta(\omega)\cdot h(\omega)\cdot\varphi(\omega) \qquad (4)$$

în care:

$\eta(\omega)$ este funcție periodică, de frecvența cadrelor f_s, care determină caracterul spectrului în jurul armonicelor frecvenței cadrelor;

$h(\omega)$ — funcție periodică, de frecvența liniilor f_l, care aproximează înfășurătoarea maximelor spectrului în intervalul dintre două frecvențe vecine mf_l și $(m+1)f_l$;

$\varphi(\omega)$ — curba dusă prin valorile lui $S(\omega)$ în punctele $mf_l\,(m = 1, 2, 3 \ldots)$.

Aceste trei funcții, care determină caracterul distribuției energiei în spectru, pot fi determinate experimental.

Cunoscînd spectrul energetic al semnalului de televiziune, se poate determina, cu formula (1), funcția corelației $B(\tau)$.

Vom determina funcția corelației între cadre $B_K(\tau)$, presupunînd că distribuția energiei în jurul armonicelor frecvenței cadrelor poate fi aproximată de relația

$$\frac{1}{1+\beta^2\omega^2} \qquad (5)$$

care, după cum vom vedea, este confirmată de experiențe.

Dezvoltînd pe $\varphi(\omega)$ în serie Fourier putem scrie :

$$\eta(\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos\frac{\omega}{f_K} n \qquad (6)$$

unde :

$$A_n = \frac{4}{2\pi f_K}\int_0^{2\pi} \frac{f_K \cos\frac{\omega}{f_K} n}{1+\beta^2\cdot\omega^2}\,d\omega = \frac{4}{2\pi f_K}\int_0^{\infty} \frac{\cos\frac{\omega}{f_K} n}{1+\beta^2\,\omega^2}\,d\omega\,;$$

integrînd se obține :

$$A_n = \frac{1}{f_K\cdot\beta}\cdot e^{-\frac{n}{f_K\cdot\beta}}.$$

Ținînd seama de (6) și (1), funcția corelației între cadre poate fi scrisă sub forma :

$$B_K(\tau) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \int_0^{\infty} \cos\frac{\omega}{f_K} n\cdot\cos\,\omega\tau\cdot d\omega$$

Luînd în considerare particularitățile funcției delta, putem scrie :

$$B_K(\tau) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \int_0^{\infty}\left[\cos\omega\left(\frac{n}{f_K}+\tau\right)+\right.$$

$$\left.+\cos\omega\left(\frac{n}{f_K}-\tau\right)\right]d\omega = \frac{\pi}{2}\sum_{n=0}^{\infty} A_n\left[\delta\left(\frac{n}{f_K}-\tau\right)+\right.$$

$$\left.+\,\delta\left(\frac{n}{f_K}+\tau\right)\right]. \qquad (8)$$

Ținînd seama că timpul τ variază prin salt

$$\tau = \frac{n}{f_K}$$

și luînd în considerare relația (7), funcția corelației normate

$$b_K(\tau) = \frac{B_K(\tau)}{B_K(0)} \qquad (9)$$

poate fi pusă sub forma :

$$b_K(\tau) = e^{-\frac{n}{f_K\beta}} = e^{-\frac{\tau}{\beta}}. \qquad (10)$$

Această relație o vom folosi pentru interpretarea rezultatelor experimentale.

Se observă că $b_K(0) = 1$, iar $b_K(\infty) = 0$. Acest rezultat are un sens fizic foarte simplu. Între unul și același cadru ($\tau = 0$) sau, altfel spus, între două cadre cu conținut identic există cea mai strînsă legătură statistică, corelația fiind egală cu unitatea. Între două cadre foarte îndepărtate ($\tau \to \infty$) legătura statistică tinde spre zero.

DETERMINĂRI EXPERIMENTALE

În ceea ce privește determinările experimentale se ridică problema valabilității datelor obținute și a concluziilor teoretice.

După cum se știe, datele experimentale statistice sînt cu atît mai aproape de cele teoretice cu cît este mai mare volumul realizării funcției întîmplătoare (în cazul nostru volumul informației la televiziune) care este supusă analizei.

În televiziune nu se poate mări peste o anumită limită volumul informației cercetate din două motive. În primul rînd aceasta ar presupune un număr de experiențe exagerat de mare, iar în al doilea rînd, ar duce la rezultate în care nu s-ar reflecta aproape de loc caracteristicile statistice ale imaginilor care se transmit relativ rar.

De aceea este mai nimerit să se determine caracteristicile statistice, în parte, pentru grupe de subiecte asemănătoare, iar construcția sistemelor de transmisie economice, care țin seama de caracterul statistic al semnalului de televiziune, să asigure un acord statistic între volumul de informație debitat și capacitatea de transmisie a canalului.

Ne propunem să apreciem, pe baza unor măsurători statistice, în ce măsură corelația dintre cadre influențează asupra distribuției energiei semnalului de televiziune în jurul armonicelor frecvenței cadrelor.

În acest scop, s-a determinat curba $\varphi(\omega)$ în două cazuri opuse : cînd legătura statistică dintre cadre este foarte strînsă și, dimpotrivă, cînd este foarte slabă. S-a procedat în acest mod pentru a ne putea da seama între ce limite variază, în cazurile obișnuite, distribuția energiei în spectru.

În primul caz, pe canalul de televiziune s-a transmis un monolog teatral, iar în al doilea, un concurs de motociclism.

Pentru determinarea cît mai exactă a curbei $\varphi(\omega)$ ar fi fost necesar ca, în prealabil, să se ridice curbele distribuției energiei în jurul tuturor armonicelor frecvenței cadrelor, iar apoi să se calculeze media valorilor obținute, pentru deplasări corespunzător egale, în jurul acestor frecvențe.

Se poate arăta că se obține același rezultat măsurînd distribuția puterii x în jurul unei singure armonice a frecvenței cadrelor, a unor

impulsuri scurte extrase din semnalul de televiziune, care reflectă, în variația amplitudinii lor, variațiile de strălucire de la un cadru la altul, a aceluiași element al imaginii.

Instalația experimentală este prezentată în figura 1.

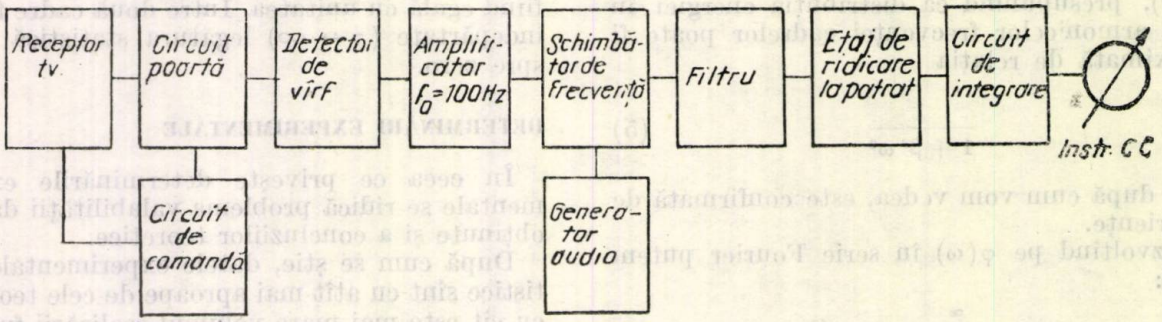


Fig. 1

Din semnalul de televiziune, cu ajutorul unui circuit poartă, sînt extrase impulsuri de durată 0,1μs, cu frecvența de repetiție egală cu frecvența cadrelor.

Spectrul s-a analizat în jurul frecvenței de 100 Hz. Deplasarea succesivă a diferitelor componente spectrale pe scala frecvențelor s-a realizat cu ajutorul unui generator audio folosit ca heterodină. Filtrul de analiză avea frecvența centrală 50 Hz și banda 0,1 Hz.

Pentru ca indicațiile obținute să fie proporționale cu puterea s-a folosit un etaj de ridi-

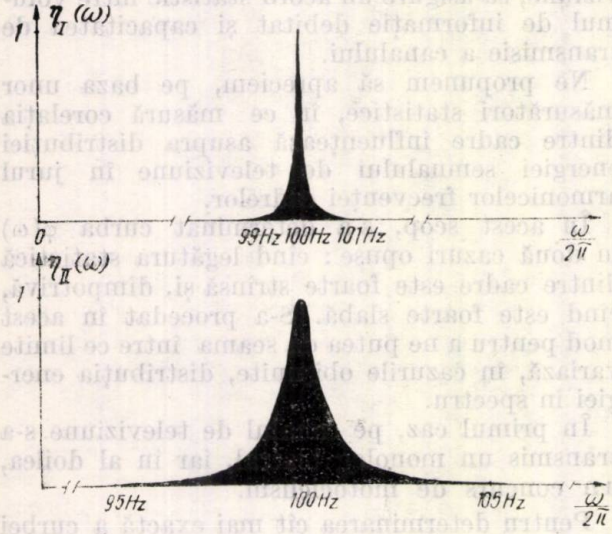


Fig. 2

care la pătrat. Valoarea medie a indicațiilor de putere, pe o anumită perioadă de timp, obținută la ieșirea unui circuit de integrare ($\tau \approx 1'$), s-a măsurat cu ajutorul unui instrument de curent continuu. S-au efectuat mai multe măsurători pentru fiecare frecvență considerată. Media valorilor obținute, calculată pentru fiecare frecvență în parte, s-a considerat că aproximează suficient de bine alura curbei $\varphi(\omega)$. Rezultatele s-au raportat la ordonata curbei, corespunzătoare frecvenței centrale. Graficele obținute în cele două cazuri cercetate sînt prezentate în figura 2.

Dacă presupunem că energia ocupă în jurul armonicelor frecvenței cadrelor o bandă ΔF delimitată de frecvențele la care valoarea sa scade la o sutime din valoarea corespunzătoare frecvenței centrale, atunci putem considera că în cazurile studiate avem:

$$\Delta F_I \approx \pm 1\text{Hz} \text{ și respectiv } \Delta F \approx \pm 5\text{Hz}$$

După cum s-a arătat mai sus, cunoscînd spectrul energetic al semnalului se poate determina funcția corelației.

În cazul de față, cunoscînd distribuția energiei în jurul armonicelor frecvenței cadrelor, putem determina corelația dintre cadre, pentru ambele genuri de imagini studiate.

Cele două curbe $\eta_I(\omega)$ și $\eta_{II}(\omega)$ pot fi cu suficientă precizie aproximate de relațiile:

$$\eta_I(\omega) = \frac{1}{1+60\,\Delta f^2} \text{ și respectiv } \eta_{II}(\omega) = \frac{1}{1+2{,}4\,\Delta f^2} \tag{11}$$

unde Δf sînt deplasări corespunzătoare în jurul frecvenței centrale.

În relațiile (11) coeficientul β din (5) are valorile:

$$\beta_I = 1{,}24 \text{ și respectiv } \beta_{II} \approx 0{,}24$$

Avînd în vedere (10), obținem funcțiile de corelație între cadre:

$$b_{K_I} = e^{-\frac{n}{1{,}24 f_K}} \text{ și respectiv } b_{K_{II}} = e^{-\frac{n}{0{,}24 f_K}}$$

unde:

$$f_K = 25 \text{ Hz, iar } n = 1,2,3,\ldots$$

Corelația între două cadre succesive ($n = 1$) are valorile:

$$b_{K_{n-K_{n+1}}} \approx 0{,}99 \text{ și respectiv } b_{II\,K_n - K_{n+1}} \approx 0{,}96.$$

Dacă considerăm că legătura statistică între cadre se menține pînă cînd corelația scade la $\frac{1}{e}$ din valoarea inițială, obținem că în primul caz se păstrează pînă la al 31-lea cadru

$$n_I = 1{,}24\ f_K \approx 31$$

iar în al doilea caz pînă la al 6-lea cadru

$$n_{II} = 0{,}24\ f_K \approx 6$$

CONCLUZII

1. Spectrul semnalului de televiziune este folosit neeconomic. Se poate considera că, în marea majoritate a cazurilor, energia se distribuie în jurul armonicelor frecvenței cadrelor într-o bandă care nu depășește ± 5 Hz. Spațiile libere din spectru ar putea fi folosite pentru transmiterea simultană a altor informații.

2. Legătura statistică între cadrele imaginilor de televiziune este foarte strînsă. În marea majoritate a cazurilor corelația depășește valoarea 0,95. În sistemele de televiziune actuale nu se ține seama de această legătură statistică. Luarea ei în considerare ar putea duce la reducerea benzii de frecvențe necesare.

3. Cu cît corelația dintre cadre este mai mare, cu atît energia ocupă în jurul armonicelor frecvenței cadrelor o bandă mai îngustă. Cînd corelația dintre cadre este egală cu unitatea (se transmite tot timpul aceeași imagine) spectrul devine discret. Acesta este cazul particular studiat de Mertz și Gray. Dimpotrivă, cînd între imaginile transmise nu există nici o legătură statistică (corelația între cadre este egală cu zero), energia ocupă banda cea mai largă. Acesta din urmă este cazul fototelegrafiei.

BIBLIOGRAFIE

[1] MERTZ, P. și GRAY, F. *A theory of scanning and its relation to the transmitted signal in telegraphy and television*, B.S.T.J., vol. 13, 1934.

[2] PUGACIOV, V. S. *Teoria sluciainîh funkții*, Moskva, 1960.

[3] HARKEVICI, A. A. *Spektrî i analiz*, Moskva, 1962.

[4] RICE, S. O., *Mathematical analysis of random noise*, B.S.T.J. vol. 24, 1945.

[5] DERIUGHIN, N. G. *Spektr moscinosti i funkția koreliații televizionovo signala*, Elektrosveazi, nr. 7, 1957.

[6] KRETZMER, E. R. *Statistics of television signals*, B.S.T.J. vol 31, 1952.

[7] LEBEDEV, D. S. *Statistika v televidenii*, Moskva, 1958.

Ing. PAUL EUGENIU

Considerații privind adaptarea antenelor de unde medii și lungi la fiderul lor de alimentare

Transportul energiei electrice de radiofrecvență de la emițător la bornele antenei trebuie să se facă în condițiile unor pierderi minime de energie și unor distorsiuni de asemenea minime ale informației de transmis. În același timp, se cere ca instalația de transport a energiei electrice să necesite cheltuieli minime pentru construcția și întreținerea ei și să prezinte siguranță mare în funcționare.

Una dintre condițiile de bază pentru realizarea acestor deziderate constă în a se face transportul energiei electrice pe linia de alimentare în regim de undă progresivă. Se știe că pentru aceasta trebuie ca linia de alimentare să se închidă pe impedanța sa caracteristică. Însă, în general, impedanța de intrare a antenei este diferită de impedanța caracteristică a liniei. Pentru transformarea impedanței de intrare a antenei în impedanță caracteristică a liniei, se intercalează între linie și antenă un cuadripol de adaptare a impedanțelor (fig. 1).

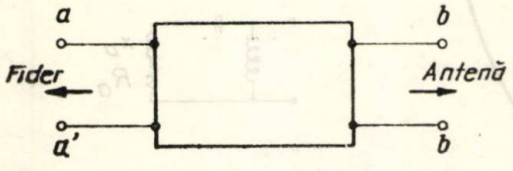


Fig. 1. *Schema-bloc a cuadripolului de adaptare*

Mai jos, se prezintă o metodă rapidă de determinare a tipurilor de cuadripoli posibili de adaptat, în condițiile unor elemente minime ale cuadripolului, în funcție de impedanța antenei și de impedanța caracteristică a liniei de alimentare. Totodată, se deduc expresiile valorilor mărimilor care intră în considerație la determinarea cuadripolului de adaptare.

1. CONSIDERAȚII TEORETICE ASUPRA CUADRIPOLULUI DE ADAPTARE

Fiderii de alimentare se vor considera nesimetrici, cum se utilizează aproape în exclusivitate pe unde kilo- și hectometrice.

Cuadripolul de adaptare este format numai din elemente reactive pentru a nu risipi energie. Pentru motive economice și pentru o mai ușoară reglare, cuadripolul se va alcătui din minimum de elemente (două).

Pentru punerea în discuție a problemei se alege un cuadripol în T. Tot atît de bine s-ar fi putut alege un cuadripol în π, deoarece calculele duc la aceleași soluții.

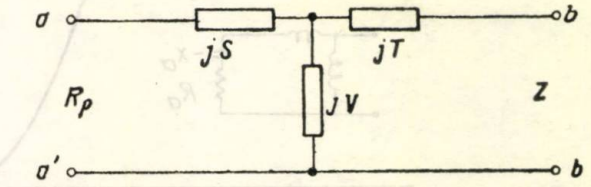


Fig. 2. *Cuadripol de adaptare în T*

Fie cuadripolul din figura 2, în care $Z = R + jX$ este impedanța de intrare a antenei, R_f — impedanța caracteristică a fiderului, în cazul nostru pur rezistivă, iar S, T, V, sînt reactanțele celor trei elemente.

La frecvența de lucru, notăm $X = \alpha R$ și $R_f = \beta R$.

Impedanța de intrare a cuadripolului închis pe sarcina Z este:

$$\frac{RV^2}{R^2 + (X + T + V)^2} + j\frac{(S + V)[R^2 + (X + T + V)^2] - V^2(X + T + V)}{R^2 + (X + T + V)^2}.$$

Pentru ca fiderul să fie închis pe impedanța sa caracteristică, trebuie ca partea reală a impedanței să fie egală cu R_f iar partea imaginară să fie nulă:

$$\frac{RV^2}{R^2+(X+T+V)^2} = R_f \text{ sau } \frac{V^2}{R^2+(\alpha R+T+V)^2} = \beta, \quad (1)$$

$$\frac{(S + V)[(R^2 + (X+T+V)^2] - V^2(X + T + V)}{R^2 + (X + T + V)^2} = 0$$

sau

$$S + V = \beta(\alpha R + T + V). \quad (2)$$

S-au obținut două ecuații pentru cele trei necunoscute S, T, V, deci putem să alegem pe una dintre ele arbitrar. Cel mai economic este s-o alegem nulă. V neputîndu-se anula, vom alege fie $S = 0$, fie $T = 0$.

Cazul I: $S = 0$.

Relațiile (1) și (2) devin:

$$V^2 - \beta R^2 = (T + V + \alpha R)^2 \beta \text{ și } V = (T + V + \alpha R)\beta,$$

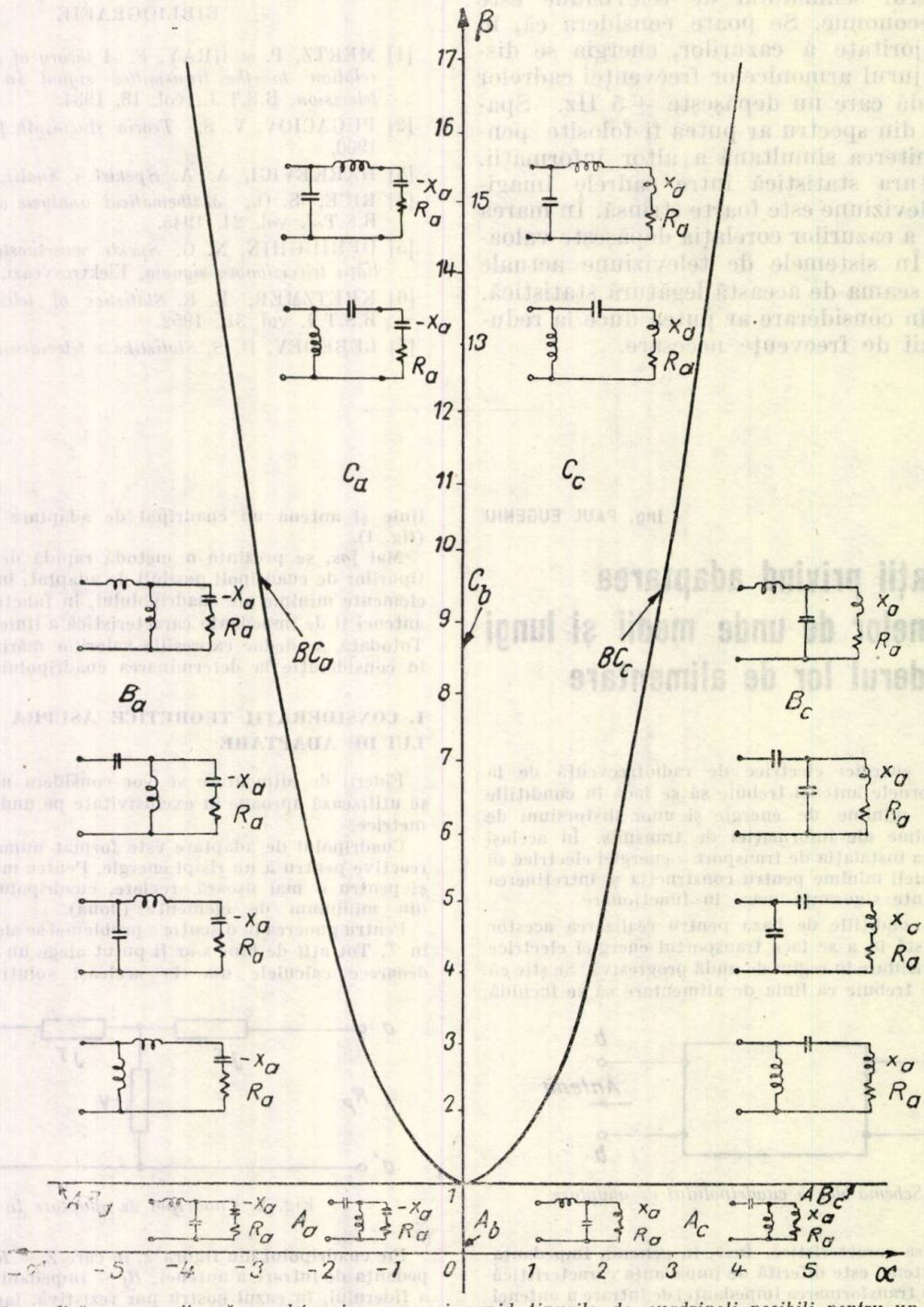


Fig. 3. *Schemă grafică ce permite să se determine ușor și rapid tipurile de cuadripoli posibili pentru un α și un β date*

din care se obține ușor :

$$V = R\frac{\beta}{\sqrt{\beta - 1}} \text{ și } T = -R(\alpha + \sqrt{\beta - 1}). \quad (3)$$

Pentru ca soluțiile să fie reale, trebuie ca $\beta \geqslant 1$.

Semnul radicalului poate fi + sau −, ceea ce furnizează două soluții pentru acest caz.

Cazul II: $T = 0$

Relațiile (1) și (2) devin :

$$V^2 - \beta R = (V + \alpha R)^2 \beta \text{ și } S + V = (V + \alpha R)\beta,$$

din care se obțin ușor :

$$V = -R\frac{\alpha\beta + \sqrt{\beta(\alpha^2 - \beta + 1)}}{\beta - 1} \text{ și } S = -R\sqrt{\beta(\alpha^2 - \beta + 1)}. \quad (4)$$

Pentru ca soluțiile să fie reale, trebuie ca $\alpha^2 - \beta + 1 \geqslant 0$.

După cum se ia radicalul, pozitiv sau negativ, sînt și în acest caz două soluții.

Condițiile de realitate a soluțiilor sînt transpuse în graficul din figura 3, al cărui cîmp este divizat în zonele A, B și C, separate între ele prin dreapta AB și parabola BC. Acest grafic permite să se determine ușor și rapid tipurile de cuadripoli posibili pentru un α și un β date :

a) Zona A ($\beta < 1$, $\alpha^2 - \beta + 1 > 0$) : antena are rezistență mare și se poate folosi cazul II; sînt două soluții cu cuadripoli de tipul din figura 4 *a*.

Subzona A_a ($\alpha < 0$) : reactanța antenei este capacitivă. Cele două soluții comportă fie V inductiv și S capacitiv, fie invers.

Segmentul A_b ($\alpha = 0$) : antena este o rezistență pură. Formulele (4) devin :

$$V = R\sqrt{\frac{\beta}{1 - \beta}}; \quad S = -R\sqrt{\beta(1 - \beta)} \quad (4')$$

și soluțiile își mențin structura de mai sus.

Subzona A_c ($\alpha > 0$) : antena este inductivă. O soluție are V inductiv și S capacitiv, a doua invers.

b) Dreapta AB ($\beta = 1$, $\alpha^2 - \beta + 1 > 0$) este un caz particular al punctului precedent, în care V dispare, iar S (sau T) este dat de

$$S = -R\alpha \text{ (fig. 4 } c\text{)}. \quad (4'')$$

Cînd și $\alpha = 0$ (vîrful parabolei), $Z = R_f$, deci nu mai este nevoie de cuadripol de adaptare.

c) Zona B($\beta > 1$, $\alpha^2 - \beta + 1 > 0$) : antena are rezistență mică, dar reactanță mare; ne putem încadra în ambele cazuri, așadar sînt patru soluții : două ca în figura 4 *b* și două ca în figura 4 *a*.

d) Parabola BC ($\beta > 1$, $\alpha^2 - \beta + 1 = 0$) este un caz particular al punctului precedent, în care S sau T dispar și

$$V = -R\left(\alpha + \frac{1}{\alpha}\right) \text{ (fig. 4 } d\text{)}.$$

e) Zona C ($\beta > 1$, $\alpha^2 - \beta + 1 < 0$) : antena are rezistență mică, soluțiile corespund cazului I și figurii 4 *b*.

Subzonele C_a și C_b comportă cîte două soluții de structură similară cu cazul subzonelor A_a și A_b. Segmentul C_b ($\alpha = 0$) duce la formulele simplificate :

$$V = R\frac{\beta}{\sqrt{\beta - 1}}; \quad T = -R\sqrt{\beta - 1}. \quad (3')$$

Adoptarea practică a tipului de cuadripol se face în funcție de distribuția tensiunilor și a puterilor reactive pe elementele cuadripolului, de influența minimă asupra benzilor laterale ale undei modulate și de atenuarea frecvențelor armonice.

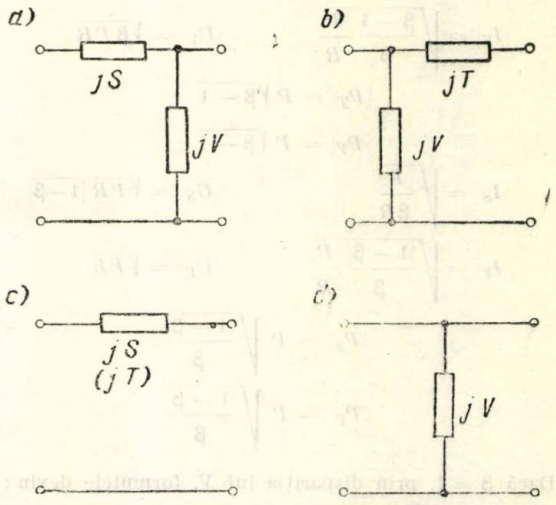


Fig. 4. *Tipurile de cuadripoli ce se pot realiza*

2. DISTRIBUȚIA CURENȚILOR, TENSIUNILOR ȘI PUTERILOR REACTIVE PE ELEMENTELE CUADRIPOLULUI

Cazul I: $S = 0$

Notînd cu P puterea primită de cuadripol și transmisă antenei, cu I_T, I_V, U_T, P_S etc., curenții, tensiunile și puterile reactive corespunzînd fiecărui element, din relațiile $P = RI_z^2$, $U_0 = RI_0(1 + j\alpha)$ deducem :

$$|I_T| = \sqrt{\frac{P}{R}} \qquad |U_T| = \sqrt{PR}\,|\alpha + \sqrt{\beta - 1}|$$

$$|I_V| = \sqrt{\frac{\beta - 1}{\beta}}\sqrt{\frac{P}{R}} \qquad |U_V| = \sqrt{\beta PR} \quad (5)$$

$$|P_T| = P\,|\alpha + \sqrt{\beta - 1}|$$

$$|P_V| = P\sqrt{\beta - 1}$$

Se vede ușor că soluțiile în care semnul radicalului este contrar semnului lui α sînt avantajoase, solicitînd mai puțin pe T.

Cazul II: $T = 0$

Cu aceleași notații și relații de bază, deducem :

$$|I_S| = \sqrt{\frac{P}{\beta R}} \qquad |U_S| = \sqrt{PR(\alpha^2 - \beta + 1}$$

$$|I_V| = \frac{(\beta - 1)\sqrt{1 + \alpha^2}}{|\alpha\beta + \beta\sqrt{(\alpha^2 - \beta + 1)}|}\sqrt{\frac{P}{R}} \qquad |U_V| = \sqrt{PR(1 + \alpha^2)}$$

$$|P_S| = P\sqrt{\frac{\alpha^2 - \beta + 1}{\beta}} \quad (6)$$

$$|P_V| = P\frac{(\beta - 1)(1 + \alpha^2)}{|\alpha\beta + \sqrt{\beta(\alpha^2 - \beta + 1)}|}$$

În acest caz este avantajos să alegem soluția în care semnul radicalului este același ca al lui α.

Dacă $\alpha = 0$, formulele (5) şi (6) se simplifică în:

$$|I_T| = \sqrt{\frac{P}{R}} \qquad |U_T| = \sqrt{PR(\beta-1)}$$

$$|I_V| = \sqrt{\frac{\beta-1}{\beta}\frac{P}{R}} \qquad |U_V| = \sqrt{\beta PR}$$

$$|P_T| = P\sqrt{\beta-1} \qquad |P_V| = P\sqrt{\beta-1} \qquad (5')$$

$$|I_S| = \sqrt{\frac{P}{\beta R}} \qquad |U_S| = \sqrt{PR|1-\beta|}$$

$$|I_V| = \sqrt{\frac{|1-\beta|}{\beta}\frac{P}{R}} \qquad |U_V| = \sqrt{PR}$$

$$|P_S| = P\sqrt{\frac{|1-\beta|}{\beta}} \qquad |P_V| = P\sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}} \qquad (6')$$

Dacă $\beta = 1$, prin dispariţia lui V, formulele devin:

$$|I_T| = \sqrt{\frac{P}{R}} \qquad |U_T| = \sqrt{PR\alpha} \qquad |P_T| = P\alpha. \qquad (6'')$$

Dacă $\alpha^2 - \beta + 1 = 0$, prin dispariţia lui S sau T, formulele devin:

$$|I_V| = \frac{\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}}\sqrt{\frac{P}{R}} \qquad |U_V| = \sqrt{PR(1+\alpha^2)} \qquad |P_V| = P\alpha. \qquad (6''')$$

3. CALCULUL CURENŢILOR DIN ANTENĂ PE FRECVENŢE DIFERITE DE FRECVENŢA PURTĂTOARE

Se foloseşte aceeaşi metodă de calcul; pentru a distinge de cazul precedent, vom nota sarcina cu $R' + jX'$ şi elementele cu S', T', V'.

Pentru calcul vom face unele ipoteze simplificatoare:

Cazul I

Vom considera că fiderul este, pentru cuadripolul nostru, un generator de curent constant I. Aplicînd teorema lui Thévenin:

$$I_{R'} = \frac{I\,jV'}{R' + j\,(X'+T'+V')}, \qquad (7)$$

iar raportul acestui curent faţă de cel de la purtătoare I_R, este:

$$\rho = \frac{|V'|}{\sqrt{\beta[R'^2 + (X'+T'+V')^2]}}. \qquad (7')$$

Nu vom analiza mai aprofundat dependenţa de frecvenţă a acestor expresii, pentru a nu complica formulele. În practică, după ce am ales o soluţie pe baza criteriilor anterioare, vom calcula pe ρ la extremităţile benzii de trecere spre a vedea dacă nu diferă prea mult de 1; de asemenea, îl vom calcula pentru armonicele purtătoarei, spre a vedea dacă este suficient de mic. În caz contrar vom încerca altă soluţie, chiar dacă s-a dovedit mai puţin avantajoasă prin puterile reactive dezvoltate.

Tabelă-anexă

α	β	$\alpha^2-\beta+1$	Schema	Semn radical	S, T, V	I, U, P	Im	Observaţii
<0	<1	>0		+	4	6	8'	
				−	4	6	8'	pref.
	$=1$	>0			4"	6"	8'	unică
	>1	>0		+	3	5	7'	pref. *)
				−	3	5	7'	
				+	4	6	8'	
				−	4	6	8'	pref. *)
		$=0$			4'''	6'''	8'	unică
		<0		+	3	5	7'	pref.
				−	3	5	7'	

α	β	$\alpha^2-\beta+1$	Schema	Semn radical	S, T, V	I, U, P	Im	Observaţii
$=0$	<1	>0		+	4'	6'	8'	indif.
				−	4'	6'	8'	indif.
	$=1$	>0						unică
	>1	>0		−	3'	5'	7'	indif.
				+	3'	5'	7'	indif.

α	β	$\alpha^2-\beta+1$	Schema	Semn radical	S, T, V	I, U, P	Im	Observaţii
>0	<1	>0		+	4	6	8'	pref.
				−	4	6	8'	
	$=1$	>0			4"	6"	8'	unică
	>1	>0		+	3	5	7'	
				−	3	5	7'	pref. *)
				+	4	6	8'	pref. *)
				−	4	6	8'	
		$=0$			4'''	6'''	8'	unică
		<0		+	3	5	7'	
				−	3	5	7'	pref.

*) Ambele cazuri sînt preferabile, alegerea între ele făcîndu-se pe considerente economice

Cazul II

De data aceasta vom considera cuadripolul alimentat de un generator de tensiune constantă U. Aplicînd teorema lui Norton, obţinem imediat :

$$I_R = \frac{UV'}{R'(S'+V')+j(X'S'+X'Y'+S'V')} \qquad (8)$$

şi apoi formula :

$$\rho = \frac{V'}{\sqrt{\beta[R'^2(S'+V')^2+(X'S'+X'V'+S'V')^2]}}. \qquad (8')$$

Le vom utiliza ca şi în cazul precedent.

Pentru scopul urmărit, gradul de precizie al rezultatelor astfel obţinute este suficient.

Toate rezultatele obţinute sînt sintetizate în tabela anexă. Aceasta cuprinde, pentru fiecare caz posibil de combinaţii de valori ale lui α şi β, toate soluţiile posibile cu schemele lor, formulele de calcul indicate pentru fiecare soluţie prin numărul de ordine al formulelor, folosit mai sus şi prin semnul ce trebuie dat valorii numerice a radicalului, precum şi indicaţia soluţiei preferabile pe considerentele din cap. 3, menţionate în tabela anexă la rubrica Observaţii :

4. METODICA DE DETERMINARE PRACTICĂ A CUADRIPOLULUI

Metodica de determinare practică a cuadripolului se desfăşoară după cum urmează :

a) Se măsoară :

— cu ajutorul unei punţi de impedanţe, de radiofrecvenţă, impedanţa în gol şi scurtcircuit a fiderului ; cu aceste date se determină impedanţa caracteristică a fiderului ;

— impedanţa de intrare a antenei la frecvenţa purtătoare :

— impedanţa de intrare a antenei la frecvenţele corespunzătoare benzilor laterale (frecvenţa minimă şi frecvenţa maximă) ale undei modulate ;

— impedanţa de intrare a antenei pe frecvenţa armonicei a doua şi eventual a treia.

b) Se calculează valorile α şi β.

c) Cu ajutorul graficului din anexa 1, se determină tipurile de cuadripoli susceptibili de a fi întrebuinţaţi.

d) Se calculează valorile mărimilor indicate în anexă pentru cuadripolii menţionaţi la punctul c, adică :

— valorile reactanţelor ;

— distribuţia curenţilor, tensiunilor şi puterilor reactive pe elementele cuadripolilor, corespunzător frecvenţei purtătoare ;

— valorile relative ale curenţilor corespunzători frecvenţelor extreme ale benzilor laterale ;

— valorile relative ale curenţilor corespunzători armonicei a doua, eventual şi a treia.

e) Se compară valorile obţinute la *d)* şi se determină cuadripolul care satisface în cea mai mare măsură premisele impuse, adică : cost mai mic, atenuarea benzilor laterale cît mai mică şi atenuarea cît mai mare a frecvenţelor armonice. Cuadripolul care va satisface în cea mai mare măsură premisele impuse se va realiza practic. Bineînţeles, se va ajunge la un compromis între preţul de cost al cuadripolului şi gradul de distorsionare al semnalului.

f) Se calculează distribuţia reală a tensiunilor şi curenţilor pe elementele cuadripolului, ţinînd cont de puterea transmisă în regim de undă modulată.

g) Se calculează mărimile geometrice ale bobinelor şi valorile capacităţilor.

h) Se realizează practic cuadripolul, ţinîndu-se cont că trebuie să existe posibilitatea de a varia în mod fin valorile inductanţelor şi capacităţilor.

i) Se fixează inductanţele şi capacităţile la valorile determinate prin calcul şi se reglează fin, la valoarea exactă, cu ajutorul punţii de impedanţe de radiofrecvenţă.

5. CONSIDERAŢII DE ORDIN PRACTIC

Elementele cuadripolului de adaptare sînt montate în „casa fider", special construită pentru acest scop.

Pentru necesităţile practice, staţiile în general se construiesc astfel încît să poată funcţiona într-o bandă destul de mare de frecvenţe. De exemplu, staţiile de radiodifuziune pe unde medii sînt astfel construite încît să acopere întreaga bandă de unde medii alocată pentru radiodifuziune.

Avînd în vedere acest lucru, elementele de adaptare se construiesc în aşa fel, încît să se poată realiza adaptarea pe orice frecvenţă din gama de lucru a emiţătorului.

În figura 5 se arată schema electrică a unui astfel de dispozitiv. S-a notat prin :

V_1 şi V_2	— variometre pentru acord fin ;
L_1 şi L_2	— bobine ;
C_1 şi C_2	— baterii de condensatoare ;
K_1, K_2, K_3 şi K_4	— comutatoare ;
E	— eclator ;

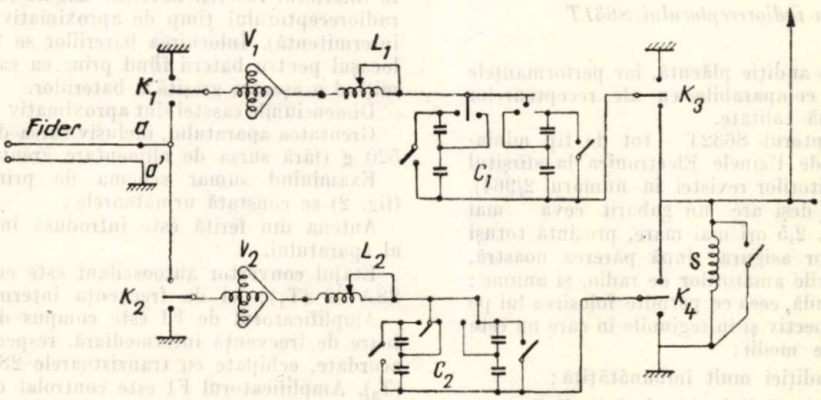


Fig. 5. *Schema electrică a unui dispozitiv de adaptare pentru o gamă largă de frecvenţe*

S — şoc de radiofrecvenţă pentru descărcările electrostatice ale antenei.

La emiţătoarele moderne, controlul menţinerii adaptării se face cu ajutorul reflectometrului montat la intrarea în fider. Instrumentele indicatoare ale undei directe şi undei reflectate sînt montate pe pupitrul de comandă al emiţătorului, ale căror indicaţii sînt urmărite în mod periodic (circa din oră în oră) de către personalul din tură. Micile corecţii care trebuie făcute în timpul funcţionării emiţătorului sînt făcute cu ajutorul variometrelor V_1 şi V_2, care sînt acţionate de servomotoare electrice, telecomandate de la masa de comandă.

NOI RADIORECEPTOARE ROMÎNEȘTI

Ing. EREMIA MIHĂILESCU

Radioreceptorul cu tranzistoare S 631 T

Este primul radioreceptor cu tranzistoare format miniatură fabricat de Uzinele „Electronica", prevăzut cu două game de undă și anume gama de unde lungi și gama de unde medii. În ambele game aparatul asigură recepția în condiții optime a tuturor posturilor de emisie.

Audiția poate fi făcută fie în difuzor, fie în casca miniatură cu care aparatul este înzestrat (fig. 1).

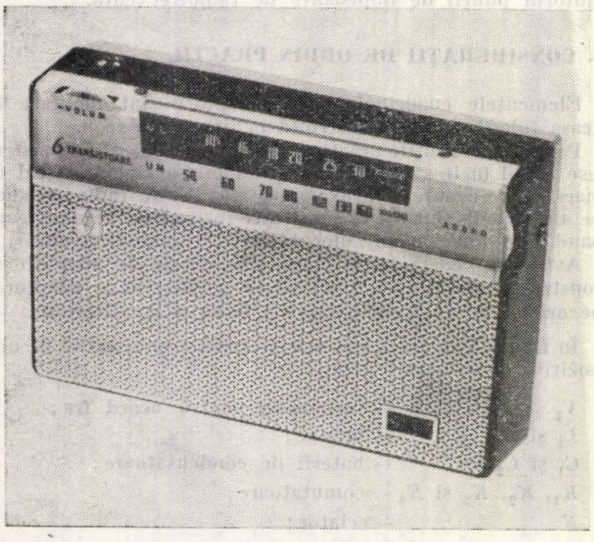


Fig. 1. *Fotografia radioreceptorului S631T*

Radioreceptorul oferă o audiție plăcută, iar performanțele sale electroacustice sînt comparabile cu ale receptoarelor portabile străine de bună calitate.

Comparat cu radioreceptorul S632T — tot de tip miniatură — pus în fabricație de Uzinele Electronica la sfîrșitul anului 1963 (prezentat cititorilor revistei în numărul 2/964), noul radiorecepor S631T, deși are un gabarit ceva mai mare și o greutate de cca. 2,5 ori mai mare, prezintă totuși unele avantaje care îi vor asigura, după părerea noastră, o largă apreciere în rîndurile amatorilor de radio, și anume :

— are două game de undă, ceea ce permite folosirea lui pe o rază mult mai mare, respectiv și în regiunile în care nu este posibilă recepția pe unde medii ;

— oferă o calitate a audiției mult îmbunătățită ;

— tensiunea de alimentare 6 V în loc de 9 V, fără a necesita un consum de curent mult mărit ;

— oferă o putere de ieșire mai mare pe aceeași impedanță de 8 Ω.

Particularități constructive

— Receptorul prezintă o construcție compactă în vederea economiei de spațiu. Întreaga schemă electrică a aparatului este realizată practic pe un șasiu format dintr-o plăcuță circuit imprimat. Piesele electrice folosite sînt de gabarit redus (miniatură). Așezarea pieselor este astfel aleasă încît să se asigure o bună rigiditate mecanică și un volum cît mai redus (montaj cu piesele verticale). Ansamblul șasiu împreună cu sursa electrică, difuzorul precum și elementele de comandă sînt montate într-o casetă de polistiren (în două culori).

— Caseta radioreceptorului este formată din două părți :

a) corpul casetei de culoare neagră, în care se află șasiul, dispozitivele de comandă, scara, difuzorul, fișa pentru conectarea căștii, fișa pentru antena exterioară precum și sursa de alimentare.

b) capacul spate de culoare gri deschis.

— Aparatul este echipat cu un difuzor circular (Ø = 63,5 mm) permanent dinamic, cu magnet ticonal, avînd impedanța de 8 Ω și puterea de 0,3 VA. Printr-o bornă specială situată în partea superioară a casetei se poate conecta la receptor fie un difuzor suplimentar (din exterior), fie o cască miniatură cu impedanța de 17,7 Ω (pentru audiția individuală în cască).

— Scala cu desfășurare liniară este imprimată pe polistiren și prinsă de casetă cu șuruburi cu cap cruce.

— Este înzestrat cu o husă de piele, de protecție, care are perforații în dreptul difuzorului și decupări în dreptul scalei, al fișelor pentru antena exterioară și casca miniatură și al butoanelor de comandă în scopul de a permite utilizarea aparatului pe timpul deplasării. Husa este prevăzută cu două cureluțe pentru purtat receptorul fie în mînă fie pe umăr. Este înzestrat de asemenea cu un toc de piele pentru casca miniatură, prevăzut cu un inel care servește pentru atașarea tocului căștii la cureaua husei receptorului.

Descrierea sumară a radioreceptorului

Aparat portabil (de buzunar) tip superheterodină, echipat cu 6 tranzistoare și 2 diode cu germaniu (o diodă detectoare și un varistor pentru limitarea consumului de curent), funcționînd pe două game de undă (UL și UM).

Este prevăzut cu antenă interioară din ferită plată, care prezintă un important efect directiv și cu bornă pentru antena exterioară.

Radioreceptorul este comandat prin butonul de reglaj al volumului, care acționează în același timp și întreruptorul sursei de alimentare, prin butonul de acord și prin butonul comutatorului de game.

Este prezentat într-o casetă simplă, modernă și elegantă din polistiren în două culori (negru — gri deschis), avînd în partea din față ornamente din alamă lustruită și o plasă metalică din aluminiu eloxat.

Alimentarea aparatului se face de la 4 baterii cilindrice miniatură de 1,5 V fiecare, tip R6 (Ø14 × 50 mm), montate în interiorul casetei. Bateriile asigură funcționarea normală a radioreceptorului timp de aproximativ 100 ore (funcționare intermitentă). Înlocuirea bateriilor se face ușor și simplu, locașul pentru baterii fiind prins cu capse patent și nepermițînd o așezare greșită a bateriilor.

Dimensiunile casetei sînt aproximativ 142 × 87,5 × 40 mm.

Greutatea aparatului, inclusiv sursa de alimentare, este de 520 g (fără sursa de alimentare greutatea este de 454 g).

Examinînd sumar schema de principiu a aparatului (fig. 2) se constată următoarele :

Antena din ferită este introdusă în circuitul de intrare al aparatului.

Etajul convertor autooscilant este echipat cu tranzistorul 2SA102 (T_1) ; el dă frecvența intermediară de 455 kHz.

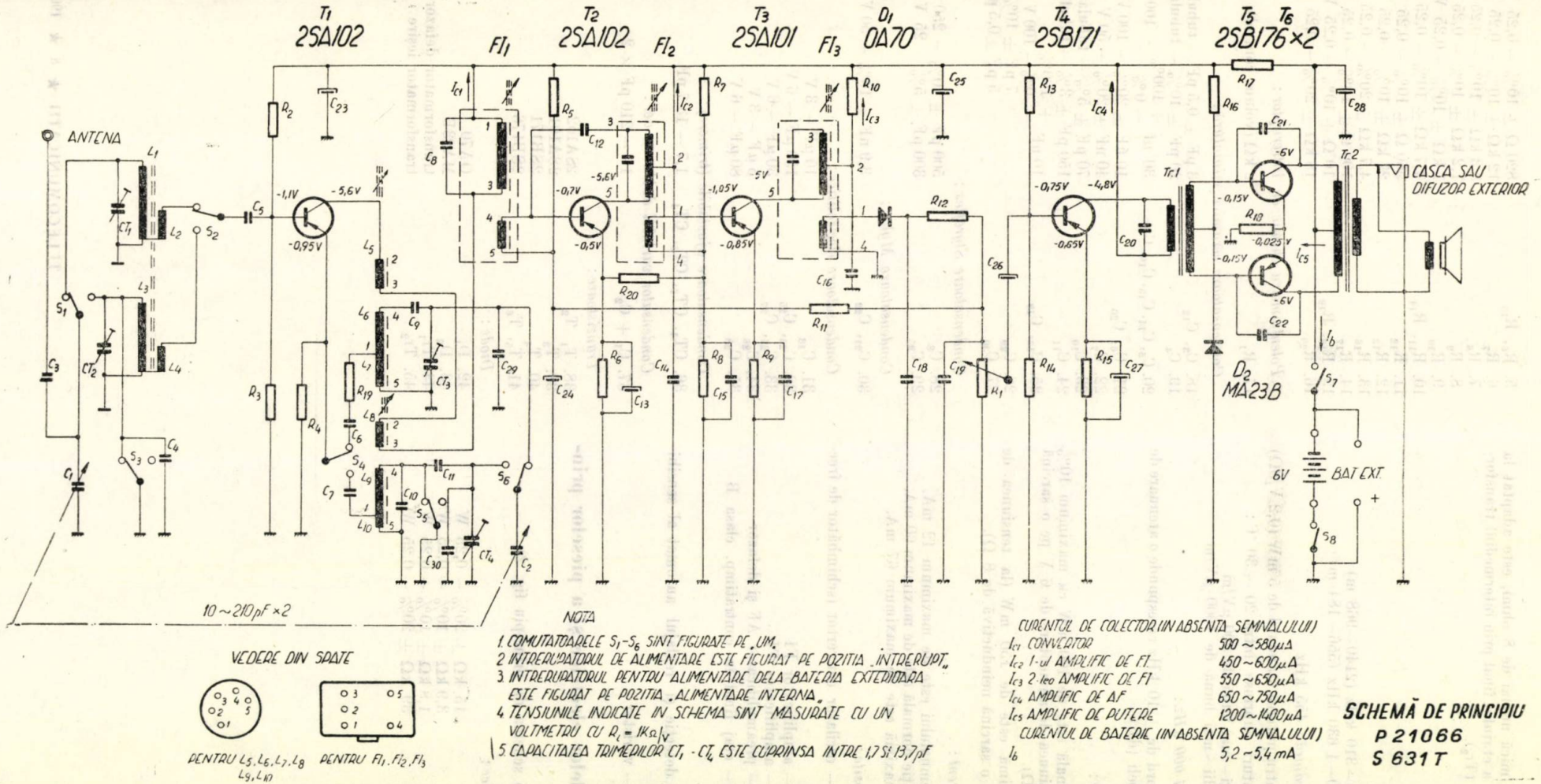
Amplificatorul de FI este compus din 2 etaje amplificatoare de frecvență intermediară, respectiv 3 circuite simplu acordate, echipate cu tranzistoarele 2SA102 (T_2) și 2SA101 (T_3). Amplificatorul FI este controlat de un sistem automat de CAA și anume prin reglarea primului tranzistor T_2 (2SA102) de către tensiunea de CAA obținută în etajul de detecție.

Etajul de detecție echipat cu dioda OA70 (D_1) asigură tensiunea necesară pentru reglajul automat al amplificării (CAA) precum și tensiunea necesară amplificatorului de audiofrecvență (AF).

Amplificatorul AF este constituit din două etaje și anume :

— Etajul preamplificator defazor echipat cu tranzistorul 2SB171 (T_4), care furnizează tensiunea necesară de excitație a etajului final. Tensiunea de audiofrecvență culeasă de pe cursorul potențiometrului de reglaj al volumului (R_1) se aplică pe baza tranzistorului T_4 (2SB171). Acest etaj are ca sarcină transformatorul defazor (Tr_1).

— Etajul de putere (etaj final) echipat cu două tranzistoare 2SB176 (T_5, T_6) montate în push-pull spre a se putea realiza la ieșire o putere maximă de 150 mW. Difuzorul,



NOTA

1. COMUTATOARELE S_1-S_6 SINT FIGURATE DE „UM.
2. INTRERUPATORUL DE ALIMENTARE ESTE FIGURAT DE POZITIA „INTRERUPT„
3. INTRERUPATORUL PENTRU ALIMENTARE DELA BATERIA EXTERIOARA ESTE FIGURAT DE POZITIA „ALIMENTARE INTERNA„
4. TENSIUNILE INDICATE IN SCHEMA SINT MASURATE CU UN VOLTMETRU CU $R_i = 1K\Omega/V$
5. CAPACITATEA TRIMERILOR CT_1 - CT_4 ESTE CUPRINSA INTRE 1,7 SI 13,7 pF

CURENTUL DE COLECTOR (IN ABSENTA SEMNALULUI)

I_{c1} CONVERTOR	500 ~ 580 μA
I_{c2} 1-ul AMPLIFIC DE FI	450 ~ 600 μA
I_{c3} 2-leo AMPLIFIC DE FI	550 ~ 650 μA
I_{c4} AMPLIFIC DE AF	650 ~ 750 μA
I_{c5} AMPLIFIC DE PUTERE	1200 ~ 1400 μA
CURENTUL DE BATERIE (IN ABSENTA SEMNALULUI)	
I_b	5,2 ~ 5,4 mA

SCHEMĂ DE PRINCIPIU
P 21066
S 631 T

Fig. 2. *Schema de principiu a radioreceptorului S631T*

avînd o impedanță mică numai de 8 ohmi, este adaptat la impedanța de ieșire a etajului final prin intermediul transformatorului de ieșire (Tr_2).

Date tehnice

Gamele de undă:

Unde lungi: 140–310 kHz (2140–968 m)
Unde medii: 540–1 630 kHz (556–184 m)

Frecvența intermediară: 455 kHz

Sensibilitatea pentru puterea standard de 5 mW (0,2 V/8Ω) și pentru temperaturi cuprinse între 20 – 30 °C:

Unde lungi – mai bună de 500 μV/m
Unde medii – mai bună de 1000 μV/m

Selectivitatea la 1 000 kHz:

Pentru un dezacord de ± 10 kHz corespunde o atenuare de minimum 16 decibeli (dB)

Puterea de ieșire:

a. Puterea nominală este de 100 mW cu maximum 10% distorsiuni (la tensiunea de alimentare de 6 V pe o sarcină neinductivă de 8 Ω).

b. Puterea maximă este de 150 mW (la tensiunea de alimentare 6 V pe o sarcină neinductivă de 8 Ω).

Consumul de curent:

– În absența semnalului este de maximum 12 mA.
– Pentru o audiție normală este de maximum 60 mA.
– La puterea maximă este de maximum 67 mA.

Tranzistoare folosite:

1 buc. 2SA102 – oscilator convertor (schimbător de frecvență)
1 buc. 2SA102 – amplificator FI
1 buc. 2SA101 – amplificator FI
1 buc. 2SB171 – preamplificator AF și defazor
2. buc. 2SB176 – etaj final în contratimp, clasa B

Diode:

1. buc. OA70 – detecție și reglajul automat al sensibilității
1 buc. MA23B – varistor

Lista materialelor electrice și a pieselor principale

(a se urmări pe schema de principiu fig. 2)

Rezistențe chimice:

1.	R_2	15 kΩ ± 20% – 0,25 W
2.	R_3	3,9 kΩ ± 10% – 0,25 W
3.	R_4	1,8 kΩ ± 10% – 0,25 W
4.	R_5	39 kΩ ± 20% – 0,25 W
5.	R_6, R_{15}	820 Ω ± 10% – 0,25 W
6.	R_7	12 kΩ ± 10% – 0,25 W
7.	R_8	3,3 kΩ ± 10% – 0,25 W
8.	R_9	1,2 kΩ ± 10% – 0,25 W
9.	R_{10}	1 kΩ ± 10% – 0,25 W
10.	R_{11}, R_{14}	4,7 kΩ ± 10% – 0,25 W
11.	R_{12}	560 Ω ± 10% – 0,25 W
12.	R_{13}	27 kΩ ± 10% – 0,25 W
13.	R_{16}	4,7 kΩ ± 20% – 0,25 W
14.	R_{17}	100 Ω ± 10% – 0,25 W
15.	R_{18}, R_{19}	10 Ω ± 10% – 0,25 W
16.	R_{20}	18 kΩ ± 20% – 0,25 W

Potențiometru chimic cu întreruptor:

17.	R_1	2 kΩ (volum control)

Condensatoare ceramice miniatură:

18.	C_3, C_{12}	3 pF ± 0,5 pF – tubular
19.	C_4	20 pF ± 10% – tubular
20.	C_5, C_{14}, C_{15}, C_{16}, C_{17}	30 nf $^{+100\%}_{-0\%}$ – 100 V – disc
21.	C_6, C_{20}	10 nF ± 20% – 100 V – disc
22.	C_7	40 nF ± 20% – 50 V – disc
23.	C_{10}	70 pF ± 5% – tubular
24.	C_{11}	150 pF ± 3% – tubular
25.	C_{13}, C_{19}	10 nF $^{+100\%}_{-0\%}$ – 100 V – disc
26.	C_{29}	7 pF ± 10% – tubular
27.	C_{30}	5 pF ± 0,5 pF – tubular

Condensatoare Styroflex:

28.	C_8	500 pF ± 10% – 250 V
29.	C_9	300 pF ± 5% – 25 V

Condensatoare Mylar:

30.	C_{21}, C_{22}	3,9 nF ± 10% – 50 V

Condensatoare electrolitice:

31.	C_{13}	10 μF – 3 V
32.	C_{23}, C_{25}	150 μF – 6 V
33.	C_{24}, C_{27}	30 μF – 6 V
34.	C_{26}	5 μF – 3 V
35.	C_{28}	80 μF – 6 V

Condensatoare ajustabile (trimere):

36.	CT_1, CT_2, CT_3, CT_4	1,7 – 13,7 pF

Condensator variabil dublu cu aer:

37.	$C_1 + C_2$	10 – 210 pF × 2

Tranzistoare:

38.	T_1 T_2	2SA102
39.	T_3	2SA101
40.	T_4	2SB171
41.	T_5, T_6	2SB176

Diode:

42.	D_1	OA70
43.	D_2	MA23B
44	Tr_1	transformator defazor
45.	Tr_2	transformator ieșire

Ing. GRIGORE STELIAN

Calculul timpului și probabilității de așteptare în comutația telegrafică automată cu așteptare

În cazul cînd într-o centrală telegrafică automată, numărul de organe sau circuite de intercomunicație x este mai mic decît numărul de surse ($s \geqslant x$), abonații telegrafici care fac apeluri și găsesc situația de ocupat rămîn în așteptare pînă obțin legătura dorită. Acest fel de centrale sînt cu timp de așteptare. La aceste sisteme de centrale, serviciul telegrafic este evident cu atît mai bun, cu cît timpul de așteptare este mai mic.

Formulele de trafic telefonic:

$$P_r = C_s^r \; T^r \; (1-T)^{s-r}$$

$$P_r = e^{-y} \cdot \frac{y^r}{r!}$$

în care:

- s este numărul de surse (joncțiuni, organe, linii, abonați);
- r — un număr anumit de s, $r < s$;
- C_s^r — combinări de s luate cîte r;
- T — durata medie de ocupare a unui abonat în ora de trafic maxim;
- P_r — probabilitatea de a găsi r joncțiuni simultan ocupate;
- y — sarcina de trafic,

se pot aplica și la sistemele de comutație telegrafică automată cu timp de așteptare.

În acest caz P_r va reprezenta probabilitatea de a găsi r ocupări telegrafice în curs de efectuare dacă $r < x$, sau probabilitatea de a găsi x ocupări în curs de efectuare și $r - x$ apeluri telegrafice în așteptare dacă $r > x$.

P_{x+1} va reprezenta probabilitatea de a găsi un apel telegrafic în așteptare sau timpul mediu (în fracțiuni de oră) în care vom avea un apel telegrafic în așteptare. De asemenea P_{x+2} reprezintă probabilitatea de a găsi două apeluri telegrafice în așteptare, deci în general se va putea spune că $\sum P_{x+1}$ reprezintă probabilitatea de a avea cel puțin un apel telegrafic în așteptare sau timpul mediu (% din oră) în care avem apeluri telegrafice care așteaptă. Spre exemplu dacă $\sum P_{x+1} = 0{,}001$, atunci vom avea timpul mediu de așteptare egal cu $0{,}001 \times 1$ oră $= 3{,}6$ s în ora de trafic telegrafic maxim, în care există apeluri telegrafice care așteaptă.

De asemenea, $\sum P_x$ reprezintă probabilitatea de a găsi x apeluri telegrafice în curs de efectuare sau un număr oarecare de apeluri telegrafice în așteptare.

P_x reprezintă deci probabilitatea de a găsi x apeluri telegrafice în curs de efectuare cu sau fără alte apeluri care așteaptă. $\sum P_x$ reprezintă și timpul mediu de ocupare a tuturor celor x organe în timpul orei de trafic telegrafic maxim, datorită faptului că cele x organe sînt ocupate simultan, în cursul celor x apeluri telegrafice, ce se efectuează și de apelurile ce așteaptă. Reiese evident că serviciul telegrafic va fi cu atît mai satisfăcător cu cît valoarea $\sum P_{x+1}$ sau $\sum P_x$ va fi mai mică.

În vederea determinării duratei maxime de așteptare, se notează prin:

$$\sum P_{x+1,1}, \; \sum P_{x+1,2} \; \ldots, \; \sum P_{x+1,q}$$

timpii (în % din oră) în care sînt apeluri telegrafice în așteptare, în cursul a $1, 2 \ldots q$ ore de trafic telegrafic maxim.

Vom putea deci deduce:

$$\sum P_{x+1,k} = \frac{\sum P_{x+1,1} + \sum P_{x+1,2} + \ldots + \sum P_{x+1,q}}{q}$$

De aici se poate observa că o așteptare în timpul orei de trafic telegrafic maxim nu va fi niciodată mai mare ca $\sum P_{x+1,k}$. Numai o singură așteptare poate fi egală cu $\sum P_{x+1,k}$ și aceasta în cazul cînd primul apel telegrafic este în așteptare și cînd acest apel va fi deservit ultimul. Expresia $\sum P_{x+1} = 0{,}001$ impune ca numărul de organe x într-o grupă să fie astfel ca timpul maxim cît așteaptă un apel telegrafic să nu depășească $0{,}001$ oră $= 3{,}6$ s, în ora de trafic telegrafic maxim.

În realitate, duratele maxime de așteptare a apelurilor telegrafice sînt totdeauna inferioare lui $\sum P_{x+1,k}$, astfel încît durata maximă de așteptare în ora de trafic telegrafic forte va fi egală cu $\lambda \sum P_{x+1,k}$ unde $\lambda < 1$ și se poate determina prin încercări practice.

Dacă se pune condiția ca numărul de organe telegrafice x într-o grupă să fie astfel încît durata maximă de așteptare în ora de trafic telegrafic maxim să fie egală cu 1 s și dacă se ia $\lambda = 1/3$, valoarea $\sum P_{x+1,k}$ va trebui să fie egală cu 1/1 200.

Durata medie de așteptare a unui apel telegrafic (τ_m)

Timpul total de așteptare a tuturor apelurilor telegrafice care așteaptă spre a fi deservite, este dat de relația:

$$\tau_t = P_{x+1} + 2P_{x+2} + 3P_{x+3} + \ldots = \sum_{z=x+1}^{z=\infty} (z-x) \frac{e^{-y} y^z}{z!}$$

iar durata medie de așteptare a unui apel telegrafic în ora de trafic maxim este:

$$\tau_m = \frac{1}{s} \sum_{z=x+1}^{z=\infty} (z-x) \frac{y^z}{z!} e^{-y}.$$

Folosind formula lui H. Milon,

$$P_{x+1} = \frac{y^{x+1} \cdot e^{-y}}{(x+1)!} \cdot \frac{x+2}{x+2-y}$$

vom avea

$$\tau_t = P_{x+1} + 2P_{x+2} + 3P_{x+3} + \ldots = P_{x+1} + \sum P_{x+2} +$$

$$+ \sum P_{x+3} + \ldots = \frac{e^{-y} y^{x+1}}{(x+1)!} \cdot \frac{x+2}{x+2-y} + \frac{e^{-y} y^{x+2}}{(x+2)!} \cdot$$

$$\cdot \frac{x+1}{x+3-y} + \frac{e^{-y} y^{x+3}}{(x+3)!} \cdot \frac{x+4}{x+4-y} + \ldots$$

Înlocuind $x+2$, $x+3$, $x+4$ etc., prin $x+2$, se va obține o formulă de aproximație în plus, și anume:

$$\tau_t \cong \frac{e^{-y} y^{x+1}}{(x+1)!} \cdot \frac{x+2}{x+2-y} \left(1 + \frac{y}{(x+2)} + \right.$$

$$\left. + \frac{y^2}{(x+2)^2} + \ldots \right) = \frac{e^{-y} y^{x+1}}{(x+1)!} \left(\frac{x+2}{x+2-y}\right)^2$$

iar durata medie de aşteptare a unui apel telegrafic va fi

$$\tau_m = \frac{1}{s}\,\frac{e^{-y}\cdot y^{x+1}}{(x+1)!}\left(\frac{x+2}{x+2-y}\right)^2$$

La centralele telegrafice automate cu aşteptare nu are importanţă numărul de apeluri telegrafice neefectuate, deoarece aşteptarea nu este prea mare, şi mai ales că aşteptările de scurtă durată trec în general nepercepute de abonaţii telegrafici şi deci pot să fie considerate ca apeluri reuşite.

Pentru determinarea lui τ_m şi a probabilităţii de aşteptare $P_{2,x}$, se mai pot folosi şi formulele:

$$\tau_m(y) = \frac{d}{x-y}\cdot\frac{\dfrac{y^x}{x!}\cdot\dfrac{x}{x-y}}{1+\dfrac{y}{1}+\cdots+\dfrac{y^{x-1}}{(x-1)!}+\dfrac{y^x}{x!}\cdot\dfrac{x}{x-y}} = \frac{d}{x-y}\cdot P_{2,x}(y)\cdot$$

Tabela 1

Valorile, în secunde, ale timpului mediu de aşteptare, τ_m, pentru diferite valori ale lui x şi q

$$\tau_m(y) = \frac{1}{x-y}\cdot P_{2,x}(y)$$

x organe (circuite)	y erlang						
	1	2	3	4	5	6	7
2	1199						
3	163	1599					
4	24	313	1833				
5	3,4	71	425	1994			
6	0,4	16	118	512	2115		
7	0,05	3,2	33	162	583	2209	
8		0,6	9,3	53	200	642	
9		0,1	2,4	17	72	235	
10			0,6	5,2	25	91	266
11			0,1	1,5	9	35	109
12			0,02	4,3	3	13,4	45
13				0,1	0,6	4,9	18
14				0,02	0,3	1,7	7
15					0,08	0,9	2,7
16						0,1	1
17						0,05	0,3
18							0,1
19							0,04

x organe (circuite)	8	9	10	12	14	16	20
10	736						
11	293	774					
12	125	317	808				
13	54	141	342	839			
14	23	64	156	363			
15	9,9	28	73	170			
16	4,05	12	34	82	915		
17	1,6	5,5	15,8	39,8	417		
18	0,6	2,3	7,16	19	208	956	
19	0,2	0,9	3,14	8,95	107	448	
20	0,07	0,36	1,34	10,8	56	230	
21	0,02	0,13	0,55	5,15	29	123	
22		0,05	0,18	2,38	14,9	66,5	1 022
23			0,08	1,07	7,53	35	498
24			0,03	0,47	3,71	19	268
25				0,12	1,79	10	150
26				0,08	0,84	5,28	86
27					0,38	2,69	49
28					0,17	1,34	28
29					0,07	0,65	16

Tabela 2

Valorile în secunde (% din oră) ale probabilităţii de aşteptare $P_{2,x}$, pentru diferite valori ale lui x şi y

$$P_{2,x}(y) = \frac{\dfrac{y^x}{x!}\cdot\dfrac{x}{x-y}}{1+\dfrac{y}{1!}+\cdots+\dfrac{y^{x-1}}{(x-1)!}+\dfrac{y^x}{x!}\cdot\dfrac{x}{x-y}}$$

x organe (circuite)	y, în erlang						
	1	2	3	4	5	6	7
2	1199						
3	327	1599					
4	73	626	1833				
5	13	214	850	1994			
6	2,19	64	356	1025	2115		
7	0,3	17	135	486	1166	2209	
8		4	46	212	602	1285	
9		3	14	85	289	705	
10			4,16	31	129	364	798
11			1,09	10	54	177	435
12			0,26	3,46	21	80	225
13				1,02	7,72	34	110
14				0,28	2,64	14	51
15						5,34	22
16						1,92	9,26
17						0,65	3,65
18							1,36
19							0,48

x organe (circuite)	8	9	10	12	14	16	20
10	1473						
11	882	1549					
12	503	957	1617				
13	273	567	1027				
14	141	321	626	1734			
15	69	173	367	1149			
16	32	89	206	736	1830		
17	14	44	111	455	1253		
18	6,11	20	57	272	834	1912	
19	2,47	9,34	28	156	538	1344	
20	0,95	4,03	13	86	336	921	
21	0,35	1,66	6,10	46	204	615	
22		0,65	2,66	23	119	399	2044
23			1,11	11	67	251	1496
24			0,45	5,66	37	154	1073
25				2,61	19	91	752
26				1,16	10	52	516
27				0,50	5,03	29	345
28					2,42	16	226
29					1,13	8,48	144

Dacă d reprezintă durata medie a unei ocupări şi se ia egală cu unitatea, putem scrie:

$$\tau_m(y) = \frac{1}{x-y}\cdot P_{2,x}(y). \qquad (1)$$

$P_{2,x}$ probabilitatea de aşteptare este dată de:

$$P_{2,x}(y) = \frac{\dfrac{y^x}{x!}\cdot\dfrac{x}{x-y}}{1+\dfrac{y}{1!}+\cdots+\dfrac{y^{x-1}}{(x-1)}+\dfrac{y^x}{x!}\cdot\dfrac{x}{x-y}} \qquad (2)$$

Cu ajutorul formulei (1) se poate calcula timpul mediu de așteptare pentru un anumit număr de organe la un trafic telegrafic, y, dat în erlangi sau telegrame etalon. În acest sens s-a dat în cele ce preced tabela 1, în care timpul mediu de așteptare τ_m este dat în secunde. De asemenea, cu ajutorul formulei (2), se poate calcula probabilitatea de așteptare în secunde (% din oră). Tabela 2 dă probabilitățile de așteptare pentru diferite valori de trafic și număr de organe.

BIBLIOGRAFIE

[1] GRIGORE, D. STELIAN. *Mărimile de bază ale traficului telegrafic și determinarea lor experimentală în rețeaua existentă, în vederea introducerii comutației automate telegrafice în R.P.R.*, Telecomunicații, 1963, nr. 3, mai-iunie, pag. 111 – 118.

[2] GRIGORE, D. STELIAN. *Metode de calcul pentru comutația telegrafică automată și determinarea valorilor de bază pentru rețeaua telegrafică din R.P.R.*, Teză pentru disertație, Institutul Politehnic – București, 1962.

[3] GRIGORE, D. STELIAN. *Metoda de calcul pentru dimensionarea și organizarea rețelelor telegrafice automate TGx și Tx*, Telecomunicații, 1963, nr. 4, iulie-august, pp. 148 –154.

[4] Dr. MERKER, M. *Application du calcul des probabilités à la détermination du nombre d'organes et leur mode de connexion dans un bureau de téléphonie automatique.* Paris, 1927.

Ing. DUMITRU STANOMIR

Unele observații asupra integralei Fourier de inversiune

Transformarea Fourier constituie un puternic mijloc de calcul, al radiotehnicii. Ea este definită de relațiile [1]:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\, e^{-j\omega t}\, dt \qquad (1.a)$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(j\omega)\, e^{j\omega t}\, d\omega\,. \qquad (1.b)$$

Ea este definită în sens clasic pentru $f(t)$ de modul integrabil sau de pătrat integrabil (teorema lui Planchérel). Pentru unele funcții simple întîlnite în aplicații, cum sînt de exemplu: saltul unitate al lui Heaviside sau funcții periodice, teoremele nu mai sînt valabile și calculele se efectuează folosind artificii nu întotdeauna bine justificate. Integrala (1. b) trebuie efectuată într-un sens bine precizat, în general diferit de cel clasic. Calculul cu transformata Fourier se poate efectua pentru funcțiile de tipul celor amintite mai sus numai pe axa reală folosind funcția δ definită [2]:

$$\left.\begin{aligned} &\delta(x) = 0 \quad x \neq 0 \\ &\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(x)\, dx = 1 \end{aligned}\right\}. \qquad (2)$$

Calculul este justificat din punct de vedere matematic considerînd integralele conținînd funcția δ ca o funcțională [3].

Vom analiza cîteva exemple pentru ilustrarea celor de mai sus.

a) *Reprezentarea saltului unitate*

Fie saltul unitate avînd reprezentarea:

$$\sigma(t) = \begin{cases} 1 & t > 0 \\ \dfrac{1}{2} & t = 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}. \qquad (3)$$

Saltul unitate nu satisface condițiile transformate Fourier. Se calculează spectrul funcției pornind de la impulsul exponențial asimetric:

$$f(t) = \begin{cases} e^{-\alpha t} & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}. \qquad (4)$$

Funcția considerată are imaginea Fourier – spectrul de formă:

$$F(j\omega) = \frac{1}{\alpha + j\omega}. \qquad (5)$$

În mod obișnuit se deduce F_σ trecînd la limită în (5):

$$F_\sigma = \lim_{\alpha \to 0} F(j\omega) = \frac{1}{j\omega}. \qquad (6)$$

Expresia (5) este utilizată în mod curent. Ea prezintă însă două insuficiențe și anume:

În primul rînd se observă că F_σ este o funcție impară în contradicție cu faptul că σ nu este impară. Aceasta se datorește, după cum se va vedea mai jos, alegerii nejudicioase a funcției inițiale exponențiale.

În al doilea rînd integrala de inversie:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{j\omega t}}{j\omega}\, d\omega$$

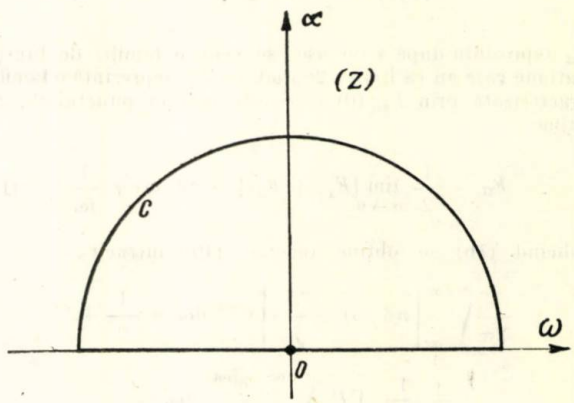


Fig. 1

nu este convergentă în sens clasic concepută ca o integrală pe axa reală. Ea este convergentă în sensul valorii principale:

$$V.P.\ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{j\omega t}}{j\omega}\, d\omega = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega}\, d\omega \qquad (7)$$

Funcția (F) reprezintă $\frac{1}{2}$ sign t cu:

$$\text{sign } t = \begin{cases} +1 & t > 0 \\ -1 & t < 0 \end{cases} \qquad (8)$$

ţinînd seama de valoarea integralei [4]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin \omega}{\omega} \, d\omega = \frac{\pi}{2}.$$

Se va vedea mai jos că (F) reprezintă partea impară a funcţiei.

Pentru obţinerea originalului trebuie să se considere integrala [4]:

$$\frac{1}{2\pi j} \int_C \frac{e^{jzt}}{z} \, dz \tag{9}$$

pe conturul din figura 1 cu $z = \omega + j\alpha$.
Efectuînd (9) se obţine reprezentarea cunoscută:

$$\sigma(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} \, d\omega. \tag{10}$$

Reprezentarea (10) compactă nu indică nemijlocit structura spectrului funcţiei σ. Folosind funcţia δ se poate obţine o reprezentare a spectrului F_σ care include toate singularităţile şi care conduce la rezultate corecte pentru răspunsul reţelelor efectuînd integrala pe axa reală. Pentru aceasta vom reprezenta impulsul exponenţial asimetric punînd în evidenţă partea pară şi partea impară:

$$f(t) = \frac{1}{2} [f_1(t) + f_2(t)]$$

$$f(t) = \begin{cases} e^{-\alpha t} & t > 0 \\ e^{\alpha t} & t < 0 \end{cases} \qquad f_2(t) = \begin{cases} e^{-\alpha t} & t > 0 \\ -e^{\alpha t} & t < 0 \end{cases}$$

Aplicînd operatorul F obţinem:

$$F_{1\alpha} = \frac{2\alpha}{\alpha^2 + \omega^2} \qquad F_{2\alpha} = \frac{-2j\omega}{\alpha^2 + \omega^2}.$$

Se observă că:

$$F_{1\alpha}[0] = \frac{2}{\alpha} \text{ şi } F_{2\alpha}[0] = 0$$

$F_{1\alpha}$ reprezintă după cum uşor se vede o familie de funcţii continue care au ca limită $2\pi\delta(\omega)$, iar $F_{2\alpha}$ reprezintă o familie caracterizată prin $F_{2\alpha}(0) = 0$ (este nulă în punctul 0). Se obţine:

$$F_\sigma = \frac{1}{2} \lim_{\alpha \to 0} [F_{1\alpha} + F_{2\alpha}] = \pi\delta(\omega) + \frac{1}{j\omega}. \tag{11}$$

Aplicînd (1b) se obţine imediat (10) întrucît:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\pi\delta(\omega) + \frac{1}{j\omega} \right] e^{j\omega t} \, d\omega = \frac{1}{2} +$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \, VP \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{j\omega t}}{j\omega} \, d\omega =$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sign} t$$

Folosind (11) răspunsul filtrului trece-jos ideal cu factorul de transfer definit de:

$$K = \begin{cases} K e^{-j\omega\tau} & -\omega_0 < \omega < +\omega_0 \\ 0 & \text{în rest} \end{cases} \tag{12}$$

se obţine:

$$U_2(t) = \frac{K}{2\pi} \int_{-\omega_0}^{+\omega_0} \left[\pi\delta(\omega) + \frac{1}{j\omega} \right] e^{j\omega(t-\tau)} \, d\omega =$$

$$= K \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} Si[\omega_0(t-\tau)] \right\} \tag{13}$$

rezultat bine cunoscut

b) *Impulsul liniar crescător*

Acelaşi calcul folosind funcţia δ se poate aplica şi pentru alte funcţii care nu sînt transformabile F în sens clasic. Fie un impuls liniar crescător definit ca mai jos:

$$g(t) = \begin{cases} t & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \tag{14}$$

Pentru a deduce transformata F a funcţiei g, considerăm relaţia (1.a) pe care o derivăm în raport cu ω:

$$\frac{dF}{d\omega} = -j \int_{-\infty}^{+\infty} t f(t) e^{-j\omega t} \, dt. \tag{15}$$

Pentru $f = \sigma(t)$, (15) devine:

$$j \frac{dF}{d\omega} = G. \tag{16}$$

Se obţine deci:

$$G = j\pi\delta'(\omega) - \frac{1}{\omega^2}. \tag{17}$$

Dacă se ia transformata inversă se obţine:

$$F^{-1} G = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[j\pi\delta'(\omega) - \frac{1}{\omega^2} \right] e^{j\omega t} \, d\omega =$$

$$= \frac{1}{2} [1 + t \operatorname{sign} t] \tag{18}$$

folosind relaţia cunoscută:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta'(x) f(x) \, dx = -f'(0).$$

Se observă din exemplele de mai sus că folosirea funcţiei permite efectuarea integralei de inversie numai pe axa reală evitînd integralele în planul complex, ceea ce în anumite cazuri cum sînt cele arătate reprezintă o simplificare.

BIBLIOGRAFIE

[1] ŞABAC, I. *Curs de matematici speciale*, Tipografia Învăţămîntului, 1956.

[2] HARKEVICI, A.A. *Spektrî i analiz*. G.I.T.T.L., Moskva, 1957.

[3] CHELFAND, A.O. şi ŞILOV, A. *Obobşcionîie funkţii i deistria nad nimi*. G.I.F.M.L., Moskva, 1958.

[4] LAVRENTIEV, M.A., şi ŞABAT, B.V. *Metodî teorii funkţii kompleksnogo peremenogo*. G.I.F.M.L., Moskva, 1958.

Sesiunea științifică a cadrelor didactice din Institutul Politehnic

(București, 22 — 23 februarie 1964)

În zilele de 22 și 23 februarie a.c. a fost organizată în cadrul Institutului Politehnic din București cea de-a VIII-a sesiune științifică a cadrelor didactice.

Sesiunea a constituit un nou prilej pentru a arăta că munca de cercetare științifică desfășurată în cadrul catedrelor se îmbunătățește an de an sub toate aspectele, avînd o mare însemnătate pentru ridicarea nivelului cercetărilor.

Organizarea acestei sesiuni științifice a fost un bun prilej pentru I.P.B. de a sintetiza și analiza rezultatele activității de cercetare care s-a desfășurat în ultimul timp, fiind totodată un mijloc de evidențiere a celor mai bune lucrări.

Așa cum s-a mai arătat, munca de cercetare în învățămîntul superior trebuie să răspundă unor obiective principale, cum sînt :

— participarea activă și la un nivel înalt a cadrelor didactice la progresul științei și tehnicii ;

— ridicarea continuă a calificării științifice a personalului didactic ;

— îmbunătățirea continuă a calității învățămîntului superior în vederea pregătirii specialiștilor cu înaltă calificare în diferite domenii ale tehnicii și economiei noastre socialiste.

Planurile de cercetare științifică care se reflectă în lucrările care s-au prezentat la această sesiune oglindesc sarcinile trasate de Partid și Guvern și totodată trebuie să răspundă unor cerințe ale dezvoltării industriei noastre socialiste.

Prin prezentarea și discutarea lucrărilor de cercetare într-un cadru lărgit unde specialiștii competenți din cadrul I.P.B. și de la alte institute de învățămînt și de cercetări din industrie și-au dat părerea asupra rezultatelor obținute, se va ajunge la îmbunătățirea substanțială a muncii de cercetare.

La cea de-a VIII-a sesiune științifică, a crescut numărul lucrărilor și al paricipanților la comunicări. În comparație cu cea de-a VII-a sesiune din anul 1962, numărul de lucrări a crescut de la 204 la 250.

De asemenea au apărut secții noi distincte :

— Procedee și aparate, Materiale de construcții ;

— Automatizări ;

— Mașini-unelte și scule, Tehnologia metalelor, Organe de mașini, Mașini de lucru ;

— Telefonie-telegrafie, Semnalizări și centralizări feroviare.

Deschiderea sesiunii a avut loc în ziua de 22 februarie, orele 8,30 în Marele Amfiteatru. Cuvîntul de deschidere a fost rostit de tov. Constantin Dinculescu, rectorul institutului, membru corespondent al Academiei R.P.R. care a arătat principalele realizări din domeniul activității științifice desfășurate în I.P.B. Printre altele, vorbitorul a subliniat faptul că în anul 1963 s-au elaborat în institut un număr de 433 teme (250 din plan, 183 supraplan). De asemenea, peste 71 teme au fost elaborate pe bază de contracte încheiate cu unele întreprinderi, iar 166 teme în colaborare cu diverse întreprinderi (69 din plan, 97 supraplan).

În continuare, vorbitorul s-a mai referit la faptul că din cele 311 cadre didactice, care au contribuit la elaborarea lucrărilor prezentate în cadrul sesiunii, 58% sînt cadre tinere.

A luat apoi cuvîntul tov. conf. Ion Grădișteanu, candidat în științe economice, care a prezentat prima comunicare intitulată „Nivelul productivității muncii din industria R.P.R. în comparație cu nivelul din alte țări".

S-a trecut apoi la comunicări în cadrul celor 17 secții de specialitate.

La lucrările pe secții au participat un număr de aproximativ 600 cadre didactice din I.P.B. și de la alte institute de învățămînt cum ar fi : invitați de la institutele politehnice din Brașov, Cluj, Galați și Iași, Universitatea București, Institutul de mine — Petroșeni, Academia militară, Institutul de petrol și gaze din București, Institutul medico-farmaceutic etc.

De asemenea au participat studenții din anii IV și V precum și ingineri de la diferite fabrici, întreprinderi și institute (Fabrica de mase plastice — București, Institutul de energetică al Academiei R.P.R., Institutul de fizică atomică al Academiei R.P.R., INCERC, I.S.P.E., I.C.T.Tc., Uzinele 23 August etc.).

Din cadrul M.T.Tc. au participat o serie de invitați printre care tov. ing. M. Mihăiță, adjunct al ministrului Transporturilor și Telecomunicațiilor și ing. Gh. Covaci, director general al Căilor Ferate.

Din comunicările făcute de către cadrele didactice ale Facultății de Electronică și Telecomunicații prezentăm unele spicuiri de lucrări prezentate în secțiile XV și XVI.

„Sistem de comunicație bilaterală între o stație fixă și mai multe stații mobile de emisie-recepție" de prof. Gh. Cartianu, membru corespondent al Academiei R.P.R., șef lucrări Al. Preda și asistent Br. Schuster.

În această lucrare se prezintă studiile care au stat la baza realizării sistemului și se descrie

modul de funcționare al sistemului și construcția aparaturii.

Sistemul descris este destinat comunicațiilor la distanță relativ mică. Se lucrează în banda frecvențelor medii cuprinsă între benzile alocate radiodifuziunii. Pentru deservirea unei suprafețe mici în jurul stației centrale se poate folosi o antenă, iar pentru acoperirea unei suprafețe mai mari se folosesc linii instalate cu acest scop sau liniile aeriene telefonice sau de energie.

Prin intermediul undelor emise de liniile parcurse de curenți de înaltă frecvență, suprafața deservită este mult mărită. Nu este descrisă și partea de apel selectiv care va face obiectul altei lucrări. Stația centrală fixă este formată dintr-un emițător de 4 W lucrînd pe frecvența de 370 kHz cu MA și un receptor pentru MF pe frecvența de 500 kHz. Stația mobilă cu tranzistoare este formată dintr-un emițător de putere de circa 0,4 W cu MF și un receptor pentru MA. Apelul de la stația fixă spre stațiile mobile se face pe mai multe frecvențe joase. Apelul de la stațiile mobile la stația fixă se face pe o singură frecvență.

Sistemul realizat este destinat în special pentru comunicațiile în subteran pentru mine. Se descriu rezultatele încercărilor făcute în mina Filipeștii de Pădure.

Contribuția autorilor constă în stabilirea sistemului de comunicație, în constituirea schemelor aparatelor de emisie și recepție și în realizarea practică a aparaturii.

— „Modelarea fenomenelor dinamice din instalațiile de pompaj de adîncime" de prof. Ed. Nicolau, șef lucrări R. Piringer și ing. I. Adamache de la Institutul de cercetări foraj-extracții – Cîmpina.

În lucrare se expune rezultatul experiențelor de modelare efectuate în anul 1963 cu modelul I.C.F.E. – Cîmpina. Se arată care este metodica de modelare, cum se aleg factorii de scară și care sînt relațiile dintre ei, de asemenea felul cum se verifică modelul înainte de a se monta o experiență de modelare. Se prezintă atît rezultate cu caracter calitativ, cît și rezultatul unor experiențe cantitative efectuate cu acest model. Se compară rezultatul experiențelor de modelare cu rezultate analitice și se trag concluzii asupra preciziei care se obține lucrînd cu acest model.

În încheiere se fac o serie de considerente privind studiul comparativ al metodelor analitice și al rezultatelor obținute prin modelarea fenomenelor care au loc în instalațiile de pompaj.

Lucrarea este originală deoarece în literatura mondială de specialitate nu se dau indicații metodice asupra utilizării unui model ca cel de la I.C.F.E. – Cîmpina. De asemenea problemele studiate au un caracter original (condiții de lucru speciale, cataloage de deranjamente etc.).

— „Imitanțe electronice cu dispozitive semiconductoare" de șef lucrări Mircea Petrescu.

Lucrarea, care constituie un studiu teoretic și experimental, examinează circuite electronice constituite din lanțuri de etaje de amplificare cu tranzistoare la care se aplică reacții convenabil alese. Pe această cale, circuitul prezintă la intrare o impedanță care este proporțională cu impedanța de ieșire însă cu semnul schimbat. Astfel o impedanță „pozitivă" de la ieșire apare la intrare sub forma unei impedanțe „negative"; se studiază problema stabilității cu diverși factori și împotriva oscilațiilor.

— „Accelerator rezonant pentru ioni" de șef lucrări I. Teodorescu și asistent I. Luchian.

Se studiază un accelerator de mică energie pentru ioni, destinat obținerii de neutroni rapizi prin reacție D-T. Față de construcțiile obișnuite care folosesc pentru accelerare o tensiune înaltă comună, în lucrare sînt analizate condițiile de accelerare, într-un sistem rezonant alimentat în înaltă frecvență. Este studiată influența dimensiunii longitudinale a intervalului accelerator asupra energiei cîștigate de particule prin traversarea acestuia, în scopul de a se obține maximum de energie fără a fi necesar să se lucreze cu valori prea mari ale cîmpului electric. Prin accelerarea în înaltă frecvență se obține și o pulsare a fasciculului. Se dau rezultatele calculelor pentru faza de ieșire în funcție de faza de intrare a particulelor.

În încheierea lucrării sînt examinate posibilitățile de realizare constructivă a sistemului rezonant.

În cadrul secției XVI „Telefonie, telegrafie, semnalizări, centralizări feroviare" s-au prezentat un număr de 12 lucrări. Dintre acestea vom cita numai o parte, deși toate au trezit un viu interes în rîndul auditoriului.

— „Suprapuneri de funcții și scheme logice realizate pe bază de sinteză" de conf. E. Barbu și asistent N. Necula.

Se pleacă de la suprapuneri de funcții cu aplicații mai largi în domeniul sistemelor automate și centralei telefonice automate. Pe bază de sinteză se stabilesc scheme logice cu elemente UNILOG și treceri directe la elemente NICI. Se stabilesc criterii de alegere a elementelor fizice de comutație în vederea obținerii unor scheme economice și cu performanțe ridicate. Se face calculul electric al elementelor în condițiile cele mai dezavantajoase de funcționare pentru schemele analizate.

Se menționează că unele studii au fost făcute în acest sens pe plan mondial, însă au un caracter limitat fie de sinteză cu algebra logică, fie de calcul electric.

În lucrarea de față studiul a fost extins asupra unui număr mare de suprapuneri de funcții, majoritatea nefiind tratate în literatura de specialitate, atît ca probleme de sinteză cît și calculul electric al elementelor. Caracterul de originalitate constă în studiul complex,

dîndu-se atît soluțiile optime cît și schemele de principiu cu diferite tipuri de elemente de comutație.

Se concretizează studiile prin scheme cu largă aplicabilitate în circuitele de test din CTA cu dispozitive electromecanice și electronice și prin obținerea unor ieșiri în diferite progresii geometrice și aritmetice necesare mașinilor de calcul.

— „Sistem de transmisiuni multiple pe circuite scurte" de prof. S. Condrea și asistent I. Bănică.

Se studiază un sistem simplu și economic pentru transmisiunea simultană a 2 sau mai multe programe de radiofonie sau convorbiri telefonice pe circuite urbane sau rurale.

În studiul actual, problema este rezolvată prin echipamentul obișnuit de curenți purtători.

În lucrare se prezintă un nou sistem de obținere a două comunicații simultane (sau $2 \times n$), evitîndu-se utilizarea unor filtre costisitoare pentru separarea celor două canale.

Sistemul poate fi aplicat fie pentru radiofonie fie pentru comunicații telefonice.

— „Corectarea distorsiunilor de atenuare a circuitelor pentru transmisiuni radiofonice de frecvență acustică" de prof. P. Postelnicu și asistent M. Măruță.

Îndeosebi, în cazul circuitelor pe cablu simetric, impedanța caracteristică variază în banda de frecvență 30—15 000 Hz aproape în raportul 10 :1. Nu se pot aplica deci metodele obișnuite de corelație a distorsiunilor de atenuare cu ajutorul egalizorilor de impedanță constantă. Se impune realizarea și adaptarea circuitului față de impedanța terminală.

În lucrare se dă o metodă, care constă în conectarea a două rețele conectate în cele două extremități ale circuitului care asigură adaptarea și fac și corecția distorsiunilor de atenuare.

Soluția dată este originală, fiind mai economică decît cele cunoscute și dînd bune rezultate tehnice. Ea va fi propusă și ca inovație în producție. S-a făcut studiul teoretic și calculul în cazul concret precizat în convenția cu M.T.Tc. De asemenea, s-au dat și măsurătorile de verificare a rezultatelor obținute în practică.

* * *

La ședința de închidere au fost decernate 17 premii I, 17 premii II, 17 premii III, 15 mențiuni I, 14 mențiuni II, 13 mențiuni III, înglobînd un total de 93 distincții.

Discuțiile în general s-au purtat la un nivel corespunzător aducînd contribuții valoroase la problemele tratate.

Majoritatea lucrărilor susținute au fost legate atît de cercetări științifice fundamentale cît și de aplicații practice.

Se relevă accentul pus pe partea experimentală. S-a remarcat interesul pe care participanții din uzine l-au manifestat față de lucrările prezentate prin participarea foarte activă la discuții.

De asemenea se remarcă faptul pozitiv al angajamentelor luate de către cadrele didactice împreună cu specialiștii din afară de a stabili legături de colaborare pentru lărgirea cîmpului și a bazei materiale a cercetărilor, precum și pentru aplicarea lor în producție.

Auditoriul numeros precum și discuțiile vii ce s-au purtat sînt un semn că sesiunea a avut succes atingîndu-și pe deplin scopul propus.

Expoziția întreprinderii BUDAVOX

(București, 9—20 martie 1964)

În cadrul unei expoziții deschise în Capitală, întreprinderea ungară de export BUDAVOX a organizat prezentarea noilor realizări ale uzinei „Beloiannis", pentru tehnica telecomunicațiilor.

Fabrica de produse de telecomunicații „Beloiannis" are un trecut de peste 90 de ani. Dezvoltarea întreprinderii ne dă o imagine și asupra dezvoltării industriei ungare de instalații pentru telecomunicații.

Fabrica a produs primele centrale telefonice manuale și automate, instalațiile de telegraf, posturile emițătoare de radio și TV precum și instalațiile de transmisii prin microunde.

În prezent „Beloiannis" produce circa 18% din totalul producției ungare a instalațiilor de telecomunicații. O bună parte din producția fabricii se exportă în diferite țări ale lumii.

În afară de Republica Populară Romînă și celelalte țări socialiste prietene, BUDAVOX își exportă produsele și în țările Africii, Asiei, Americii Centrale și Americii de Sud, în Indonezia și bineînțeles în țările europene. Producția fabricii „Beloiannis" s-a dublat în cursul ultimilor trei ani, iar exportul a crescut de peste patru ori.

În ceea ce privește exportul în țara noastră, s-au livrat centrale telefonice, instalații de telecomunicații, aparate emițătoare și receptoare.

Dintre instalațiile prezentate, o atenție deosebită a prezentat modelul centralei selective, instalații cu microunde, sistemul de curenți purtători cu 12 căi cu conductă de aer tip BO-12, precum și sistemul cu 24 căi tip BK-24 ; de asemenea radiotelefonul cu modulație de frecvență tip FM-10, precum și alte produse ale industriei ungare pentru instalații de telecomunicații. O dată cu prezentarea instalațiilor

întreprinderii BUDAVOX, a avut loc și expunerea unor aparate speciale de măsură ale întreprinderii ungare de comerț exterior METRIMPEX. Dintre exponate, vom arăta cîteva

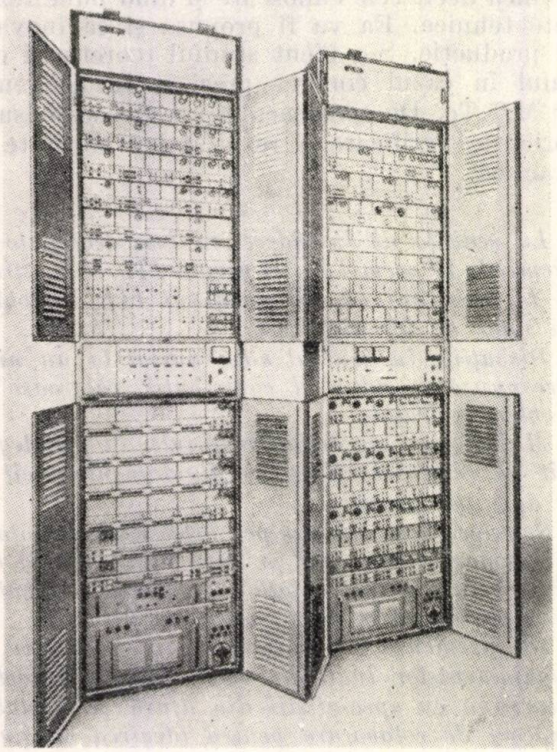


Fig. 1

dintre ele care au trezit interesul specialiștilor noștri din sectorul de telecomunicații.

Sistemul de curenți purtători BO-12 se folosește pentru transmiterea unui număr de 12 căi telefonice pe circuite aeriene pe care funcționează simultan un sistem de trei căi și unul de frecvență vocală (fig. 1).

Oricare din cele 12 căi ale sistemului poate fi folosită pentru transmiterea unui număr de 24 căi telegrafice bilaterale de frecvență vocală.

Echipamentul este construit pe baza principiilor moderne, calitatea lui fiind conform recomandărilor CCITT.

Sistemul poate funcționa fără stații de amplificare pe distanțe de circa 160—200 km. Stațiile de amplificare trebuie prevăzute la circa 80—160 km.

Variațiile de atenuare produse de modificarea condițiilor meteorologice sînt compensate automat în limite largi prin utilizarea în echipament a două frecvențe pilot. Dintre acestea, una comandă reglarea plată, iar a doua pe cea de pantă dependentă de frecvență. Apelul se realizează în afara benzii de convorbire, pe frecvența de 3 825 Hz; în acest fel se elimină apelurile false și se pot transmite semnalele în timpul traficului fără perturbarea convorbirii. Banda de frecvență transmisă pe linie este cuprinsă între 36—143 kHz, iar banda de joasă frecvență a unei căi telefonice între 300—3 400 Hz. Instalația funcționează pe principiul modulării de pregrup. Generatoarele de frecvențe purtătoare de cale lucrează pe frecvențele de 12, 16 și 20 kHz, iar generatoarele de frecvențe purtătoare de grup lucrează pe frecvențele de 84, 96, 108 și 120 kHz.

Sistemul de curenți purtători BK-24 este destinat pentru transmiterea unui număr de 24 de căi de convorbire de bună calitate pe un circuit cu patru fire dispus în două cabluri simetrice. Banda de frecvențe transmisă în ambele direcții este cuprinsă între 12—108 kHz. Lungimea medie a unei secțiuni de amplificare depinde de caracteristicile cablului și este cuprinsă între 29 și 38 km (la circuite de cupru de 1,2 mm). Echipamentul satisface prevederile recomandărilor CCITT pentru comunicații la mare distanță pe cabluri (fig. 2).

Sistemul este prevăzut cu o instalație de control automat cu frecvențe pilot, care compensează în mod automat variațiile de atenuare plate, de pantă și de curbură ale cablului produse de variația temperaturii

Un mare număr din circuitele echipamentului sînt tranzistorizate.

Și acest sistem se bazează pe principiul modulării de pregrup. Se realizează două grupe primare de 12 căi în banda de frecvențe cuprinsă între 60—108 kHz. Dintre cele două grupe, unul se transmite direct pe linie iar cel de-al doilea după o modulare cu o frecvență purtătoare de 120 kHz și o separare a benzii

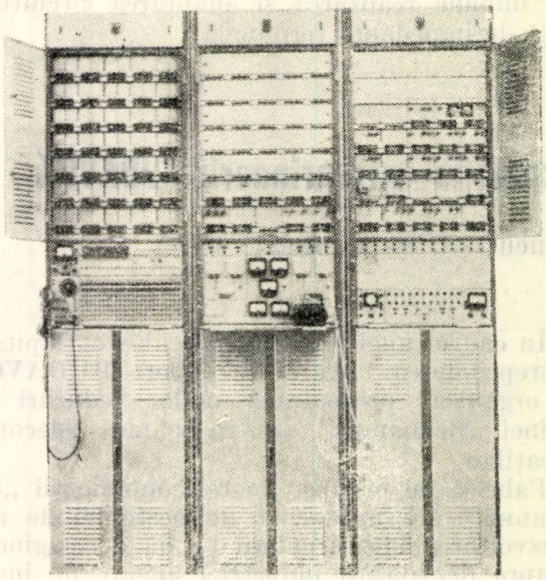


Fig. 2

laterale inferioare cuprinsă între 12—60 kHz. În acest fel se folosește integral banda de frecvențe cuprinsă între 12—108 kHz pentru transmiterea celor 24 de căi.

Radiotelefonul mobil tip FM-161 are blocurile de emisie-recepție (cu excepția alimentării care este tranzistorizată) montate pe plăci cu circuite imprimate. Cu excepția etajelor de înaltă frecvență, toate circuitele de emisie și recepție sînt tranzistorizate.

Față de tipurile anterioare, posibilitatea apelului selectiv a fost de asemenea lărgită. Pe cînd la tipurile anterioare existau 5 sunete de apel, la noile tipuri de amplasament fix, din 11 frecvențe fixe — pe calea realizării combinațiilor de semnale de apel cu două sunete — există posibilitatea utilizării a 52 semnale de apel. Deși volumul și greutatea au fost reduse considerabil, totuși numărul canalelor de serviciu a sporit de la 6 la 8.

Acest tip de radiotelefon pentru substații mobile poate fi montat în autovehicule de orice fabricație.

Domeniul de frecvență este cuprins între 156—174 MHz. Modul de lucru este simplex sau duplex. Numărul canalelor comutabile este de maximum 8. Distanța dintre canalele învecinate este de minimum 25 kHz, iar distanța dintre canalele extreme este de maximum 800 kHz. Alimentarea este de la acumulator; tensiunea: 6,3, 12,6 și 25,2 V. Greutatea lui este de 6,3 kg.

Expoziția întreprinderii BUDAVOX organizată în Capitală a stîrnit un viu interes în rîndul tehnicienilor și inginerilor din sectorul de telecomunicații, fapt oglindit în numărul mare de vizitatori, precum și în atenția pe care aceștia au acordat-o exponatelor.

Produsele expuse au arătat gradul de tehnicitate la care a ajuns industria maghiară și sînt o chezășie a dezvoltării pe viitor a construcției aparatajului de telecomunicații.

ȘTIRI DIN ÎNTREPRINDERI

● La Uzinele Electronica s-a realizat comutatorul cu cablaj imprimat cu 5 pînă la 10 clape de acționare.

Fiecare acționare va stabili simultan un număr maxim de șase contacte, în oricare din cele două poziții de lucru.

Ansamblul RF este astfel construit, încît în timpul funcționării normale este exclusă posibilitatea ca piesele de acționare să poată fi puse sub tensiune.

Toate îmbinările demontabile sînt prevăzute cu elemente speciale de asigurare contra slăbirii și desfacerii.

Fiecare clapă este declanșată de oricare dintre celelalte, în afară de una singură care lucrează pe autodeclanșare.

De asemenea comutatorul este prevăzut cu întrerupător de rețea.

Pentru o funcționare mai bună, pentru un aspect frumos și pentru a proteja piesele metalice din care se compune, acestea sînt protejate prin acoperiri galvanice.

Dintre caracteristicile tehnice ale comutatorului remarcăm:

— rezistența de contact între cuțitele de contact și contacte nu depășește valoarea de 50 mΩ;

— capacitatea electrică măsurată la 1 MHz între două cuțite de contact învecinate nu depășește valoarea de 3 pF;

— rezistența de izolație între punctele active electric și masă nu este mai mică de 5 000 MΩ.

Greutatea aproximativă a comutatorului de undă cu cablaj imprimat va fi:

Comutator cu cablaj imprimat cu 5 clape — 460 g.

Comutator cu cablaj imprimat cu 6 clape — 520 g.

Comutator cu cablaj imprimat cu 7 clape — 580 g.

Comutator cu cablaj imprimat cu 8 clape — 640 g.

Comutator cu cablaj imprimat cu 9 clape — 700 g.

Comutator cu cablaj imprimat cu 10 clape — 760 g.

Realizarea comutatorului cu cablaje imprimate a dus la o serie întreagă de avantaje ca:

— reducerea gabaritului ansamblului RF;
— reducerea greutății;
— creșterea siguranței în funcționare;
— robustețe la șocurile mecanice;
— funcționare electrică foarte bună;
— productivitate foarte mare;
— reducerea prețului de cost.

● Un nou produs al Uzinelor Electronica este și amplificatorul de audiofrecvență de 20W. El este destinat instalațiilor fixe de reproducere electroacustică care livrează o putere utilă de 20 W pe o sarcină de 4,16 sau 45Ω.

Amplificatorul este încasetat într-o carcasă (casetă) metalică acoperită cu vopsea și așezată pe patru picioruțe de cauciuc.

Amplificatorul este echipat cu tuburi electronice din seria noval: 2 × ECC83, 4 × EL84, AZ4 și un tranzistor EFT151.

El este prevăzut cu patru circuite de intrare: microfon I, microfon II, pick-up, radio (oferind și posibilitatea amplificării simultane a căilor), reglajul amplificării făcîndu-se prin același potențiometru de volum.

Amplificatorul este prevăzut cu circuite pentru reglarea independentă a amplificării tonurilor joase şi înalte. De asemenea el este prevăzut cu un filtru trece-jos, în trepte cu frecvenţele de tăiere de 5; 7 şi 10 kHz.

În circuitul de alimentare din reţea este prevăzută o siguranţă fuzibilă.

Funcţionarea amplificatorului este indicată de un beculeţ de control.

Dimensiunile sînt următoarele: 390 × 220 × 200 mm.

Greutatea netă circa 13 kg.

Alimentarea se face din reţeaua de c.a. 50 Hz la tensiunile de 110, 120, 220 V ± 5%.

Puterea absorbită de la reţea (la puterea nominală de ieşire) 120 VA ± 10%.

Sensibilitatea pentru puterea nominală de ieşire:

— la bornele de microfon 6 mV;

— la bornele de pick-up 60 mV;

— la bornele de radio 250 mV.

Dinamica regulatoarelor de ton:

— regulatorul tonurilor joase: minimum 15 dB la frecvenţa de 100 Hz;

— regulatorul tonurilor înalte: minimum 15 dB la frecvenţa de 10 000 Hz.

NOTE TEHNICO-ECONOMICE

Electronica şi cancerul

Un grup de oameni de ştiinţă de la Universitatea din New-York, condus de către W. Brenner, au avut ideea de a verifica dacă nu există o legătură între proprietăţile celulelor canceroase şi proprietăţile unor anumiţi compuşi organici.

Aceşti cercetători au analizat caracteristicile electrice ale hidrocarburilor aromatice policiclice care prezintă o corelaţie cu activitatea cancerigenă şi totodată care sînt cauzele apariţiei condiţiilor patologice.

S-au obţinut rezultate remarcabile în urma experienţelor întreprinse pe cobai.

De curînd însă s-a constatat că propagarea laserului are proprietatea de a distruge celulele canceroase.

La centrul medical Tufts-New England din Boston o echipă condusă de P. Mc. Guff se ocupă de aceste studii de aproape un an. Studiile întreprinse arată că fasciculele emise de un laser sînt eficace pentru a distruge ţesăturile canceroase transplantate pe cobai.

Este interesant de subliniat că studiile au fost făcute pe un tip de cancer animal — fibrosarcomul — şi două tipuri de cancer uman — melanomul şi carcinomul tiroidian.

În cîteva zile după iradiere, celulele fibrosarcomice au fost distruse în proporţie de 60 pînă la 80%. Cu atît mai bine, celulele melanomice şi carcinomice au dispărut complet în 84% din cazuri.

Iradierea a fost aplicată pe durate foarte scurte, cuprinse între 0,5 şi 3 ms, folosind lasere cu impulsuri cu rubin, de diferite modele putînd furniza între 0,5 şi 360 jouli.

Rezultatele obţinute sînt încurajatoare şi deschid noi perspective în lupta contra cancerului.

Iată o întrebare interesantă care frămîntă pe specialiştii oncologi: secretul cancerului este de natură electronică?

(Din *„Électronique et automatisme"*, decembrie, 1963).

Inaugurarea serviciului telex automat transatlantic

Inaugurarea primului serviciu telex complet automat de la abonat la abonat între S.U.A. şi Belgia a avut loc de curînd cu ocazia unui schimb de mesaje telex între M. Luther Hodges, secretar comercial al Statelor Unite ale Americii, la Washington şi M. Paul-Henri Spaak, ministrul afacerilor externe al Belgiei, la Bruxelles.

Trăsătura principală a acestei noi legături complet automate o constituie echipamentele sale construite în Belgia de către Bell Telephone Manufacturing Company. Una din caracteristicile remarcabile ale noului sistem este „selecţia prin claviatură" care permite să se bată direct la teleimprimator numărul cerut de corespondentul de peste ocean; de asemenea abonatul poate verifica cu aparatul său numărul cerut. Această instalaţie nu comportă deci în plus cadranul necesar în alte sisteme pentru compunerea numerelor. Acest sistem se comportă la fel ca un sistem cu memorie care înregistrează printr-un procedeu electronic indicativul de la abonat şi numărul cerut, durata comunicării şi alte informaţii necesare. La sfîrşitul comunicării aceste informaţii sînt înregistrate pe o bandă subţire de facturat şi de calculat.

Noul sistem utilizat în staţiile terminale l'AC & R este destinat pentru automatizarea comunicaţiilor telex sosite în Belgia şi destinate abonaţilor telex din reţeaua naţională a lui Bell System (TWX) şi Western Union.

(Din *„Journal des télécommunications"*, ianuarie, 1964).

Reuniunile CCITT de la Melbourne

Comisiile a XI-a (Semnalizarea telefonică — raportor principal: M.W.J.E. Tobin — Marea Britanie), a XIII-a (Exploatarea telefonică automată — raportor principal: M. M. Lambiotte-Belgia) şi comisia specială B (Coordonarea studiilor privind exploatarea automată intercontinentală — raportor principal: M. W. E. Bloecker — S.U.A.) s-au întrunit în Australia la Melbourne între 7 şi 25 octombrie 1963, într-un număr de peste 100 delegaţi.

Este pentru prima dată cînd o reuniune a Uniunii internaţionale de telecomunicaţii s-a ţinut în Australia; de asemenea este pentru prima dată cînd o reuniune a Comitetului consultativ internaţional de telegrafie şi telefonie (CCITT) are loc în emisfera sudică. Rezultatele obţinute au fost dintre cele mai bune. Această reuniune de la Melbourne a fost dedicată abordării unui nou sistem de semnalizare care va fi normalizat de către CCITT pentru exploatarea intercontinentală şi care va purta denumirea de sistemul CCITT nr. 5. Comparativ cu precedenta reuniune a aceloraşi comisii de la Montreal din iunie 1962, unde au avut loc serioase divergenţe, un acord unanim a fost realizat la Melbourne. Acest rezultat a fost obţinut datorită unor cercetări amănunţite ale unui grup din cadrul comisiei a XI-a prezidat de M.C.H. Mc. Guire (Canada), care în cursul a două reuniuni, la Munich în decembrie 1962 şi la La Haye în aprilie 1963, au prezentat unele probleme expuse apoi în cadrul Comisiei a XI-a la Melbourne.

Raportul prezentat a scos în relief cîteva dificultăţi care au putut să fie găsite în cadrul serviciului complet automatizat prevăzut pentru semnalizarea semiautomată prin cabluri transatlantice. Importanţa acestor dificultăţi a fost recunoscută ca relativ mică şi noile dispozitive discutate au menirea de a minimaliza şi mai mult aceste lipsuri.

Sistemul transatlantic cu unele modificări constituie sistemul CCITT nr. 5 şi o dată adoptat el va fi aplicabil pentru o lungă perioadă de timp.

(Din *„Journal des télécommunications"*, ianuarie, 1964).

Radiotelefonul cu bandă laterală unică tip SSB 120

Este un ansamblu emiţător-receptor cu o putere de ieşire de 125 W, care funcţionează pe 4 canale selecţionabile prin comutator, într-o gamă de frecvenţe ce se întinde între 3 şi 15 MHz.

Acest tip de radiotelefon este convenabil pentru că asigură servicii la posturi fixe sau mobile, trecerea de la recepţie la emisie efectuîndu-se foarte simplu printr-un buton prevăzut pe microfon : el posedă comenzi simplificate şi circuite cu mare randament, care, prin reducerea numărului de tuburi electronice şi a altor organe, asigură o securitate perfectă în funcţionare.

Panoul frontal al ansamblului emiţător-receptor este prevăzut cu cinci comenzi. Acestea controlează toate funcţiunile echipamentului şi anume : selectarea canalelor (oricare din cele 4 canale), selectarea benzii laterale (banda laterală superioară sau inferioară a canalului utilizat), introducerea unui purtător (pentru a se acorda cu un echipament cu modulaţie în amplitudine), amplificarea emiţătorului, controlului volumului receptorului, reglajul frecvenţei şi comutatorul de pornire. Indicaţiile de control al modulaţiei şi al energiei sînt puse în evidenţă cu ajutorul a două beculeţe plasate pe panoul frontal al ansamblului. Pentru funcţionarea într-o staţie fixă, radiotelefonul este echipat cu o sursă de alimentare ce utilizează diode redresoare cu siliciu, tensiunea alternativă fiind luată de la reţeaua de 115 sau 230 V, 50/60 Hz.

O sursă de alimentare tranzistorizată, folosind baterii de 12 V, poate fi folosită la fel de bine la staţii fixe sau mobile. Utilizat ca o staţie fixă, ansamblul emiţător-receptor poate fi plasat pe un birou sau o masă şi sursa de alimentare (un ansamblu separat) poate fi montată într-un mod cît mai convenabil. Folosit ca o staţie mobilă, ansamblul poate fi montat pe un conductor din vehicul iar sursa de alimentare poate fi plasată într-o cutie sau în alt loc din vehicul.

Pentru o utilizare în mers, folosirea antenelor elicoidale, separate şi preacordate pentru fiecare frecvenţă de funcţionare, elimină necesitatea de a prevedea un acord al antenei, ceea ce simplifică instalaţia. Cele două canale de ieşire sînt acordate pe frecvenţe foarte apropiate, putînd folosi aceeaşi antenă. În majoritatea aplicaţiilor lor pe vehicule în general nu se lucrează decît pe două canale.

Microfonul este echipat cu un buton pentru a trece pe emisie ; un difuzor separat este prevăzut pentru recepţie.

Din „*Revue générale d'électronique*", decembrie, 1963).

Microfon fără fir

Posibilitatea de a face transmisiunile electroacustice de natură profesională cu o libertate totală de mişcare, adică de a nu mai fi nevoie de un fir de legătură, a devenit o realitate datorită echipamentului „Mikroport".

Ansamblul acestui echipament a fost realizat pentru a asigura o legătură electroacustică care eliberează operatorul de firul necesar între microfon şi amplificator. Acest sistem vine să deschidă noi perspective în domeniul transmisiilor, cum ar fi conferinţe, diverse manifestări, piese de teatru, varietăţi dintr-o sală sau chiar din aer liber.

Mikroport îşi găseşte o largă aplicaţie şi în industrie.

În principiu, ansamblul cuprinde :

— un microfon electrodinamic MD405, de formă tubulară, cu caracteristica în formă de cardioidă, de foarte bună calitate ;

— un emiţător miniatură cu tranzistoare model SK 1004 sau SK 1005, ce funcţionează cu baterii ;

— un receptor special T201, cu antenă-panglică.

Microfonul este conectat cu emiţătorul care este în general închis într-o cutie introdusă în haina operatorului avînd un cordon de 80 cm lungime ; acest cordon este fixat cu o fişă la emiţător. Nu este necesară nici o antenă pentru emisie.

Pentru exploatare a fost acordată o licenţă de către Administraţia P.T.T. din Franţa.

Pentru a dispune de o bună reproducere cu minimum de paraziţi posibili, s-a procedat la emisia cu modulaţie de frecvenţă.

Caracteristicile tehnice ale microfonului MD405 sînt :

— Banda de trecere : de la 100 la 12 000 Hz.
— Deviaţia maximă a curbei de răspuns ± 3 dB.
— Sensibilitatea la 1 000 Hz : 0,15 mV/m ± 3 dB.
— Impedanţa la 800 Hz : 200 Ω ± 15%.
— Caracteristica direcţională : cardioidă.
— Greutatea : aproximativ 85 g.

Emiţătorul miniatură SK 1004 sau 1005 este un element esenţial în ansamblul Mikroport pentru că acest emiţător este complet tranzistorizat. El necesită pentru alimentare două baterii de cîte 9 V fiecare. Durata de funcţionare neîntreruptă cu un set de baterii este de circa 10 ore. Cu toate că el este de dimensiuni foarte mici, calitatea emisiei poate fi comparată cu aceea a emiţătoarelor radio. Nivelul de modulaţie poate să fie reglat de formă continuă. Puterea de radiaţie a emiţătorului este ajustabilă pentru o depărtare maximă a antenei de recepţie de 150 m pentru SK 1004 şi de 600 m pentru modelul SK 1005.

Din „*Revue générale d'électronique*", noiembrie, 1963).

Dezvoltarea radiodifuziunii şi a televiziunii pe glob în cursul ultimilor zece ani

În problema televiziunii se poate afirma că în ultimul deceniu s-au produs succese remarcabile, ca urmare a dezvoltării intense în întreaga lume. În 1953, America de Nord îngloba 90% dintre emiţătoarele în activitate pe glob, Europa (inclusiv Uniunea Sovietică) nu avea decît 7%, iar America de Sud şi Asia împreună 3%. Situaţia s-a schimbat foarte mult în ultimul timp şi o statistică încheiată în anul 1960 arată că Europa a trecut pe primul loc cu un procentaj de 55%, iar America de Nord conţine 32%. Urmează în ordine Asia cu 7%, America de Sud cu 4%, Africa şi Australia cu cîte 1% fiecare. Aceeaşi constatare se poate face privind numărul de televizoare şi anume că America de Nord deţinea din 1953 primul loc cu un procentaj de 89% ; în 1960, procentul era de 60% ; în Europa a crescut de la 11% în 1953 la 31%, în 1960 ; Asia a înregistrat un salt spectaculos de la un procentaj minim la 6%, America de Sud de la 0,3% la 2%, Australia cuprindea 1% în 1960, Africa încă la începuturile ei privind echipamentul de televiziune nu conţinea decît 0,1% din numărul total de televizoare în funcţiune de pe glob.

În privinţa radiodifuziunii, între 1950 şi 1960, distribuţia radioreceptoarelor a rămas oarecum aceeaşi în diverse continente (în 1960, 50% în America de Nord, 36% pentru Europa, 8% pentru Asia, 4% pentru America de Sud şi 1% pentru Africa şi respectiv Australia).

Trebuie subliniată disproporţia care există în privinţa numărului de emiţătoare şi a puterii lor în kilowaţi : dacă în America de Nord, de exemplu, existau în 1960 46% din emiţătoarele în serviciu cu o putere totală de 34%, Europa cu 24% din totalul emiţătoarelor, se înscria cu o putere totală de 42%. Ca număr de receptoare la o mie de locuitori, pe primul loc se înscriu Statele Unite ale Americii cu 948, urmează apoi Canada (452), Suedia (367) şi Danemarca (332).

În privinţa numărului de televizoare la mia de locuitori, statistica arată : în 1953 şi respectiv în 1960, în America de Nord s-a ajuns de la 122 la 231, în Europa de la 6 la 49 iar un progres remarcabil a fost obţinut de Australia care de la zero a ajuns la 69.

Făcîndu-se o situaţie pe întregul glob raportată la mia de locuitori, cifrele sînt următoarele : 72 aparate de radio în 1950 şi 130 în 1960 ; receptoare de televiziune, 12 în 1950 şi 34 în 1960.

(Comunicare a Serviciului de documentare din cadrul UNESCO).

Din „*Revue du Son*", ianuarie, 1964).

Instrument pentru stabilirea lungimii de undă optime

Firma „EMI-Cossor Electronics Limited" (Anglia) a realizat o instalaţie care asigură determinarea rapidă a lungimii de undă optime pentru comunicaţii radio îndepărtate pe unde scurte.

Se știe că, pînă în prezent, lungimea de undă optimă se determină cu mare aproximație și că, totodată, calitatea recepției pe unde scurte depinde de structura fizică a ionosferei, în funcție de care frecvențele trebuie modificate în limite largi.

Instrumentul — „Ionosond-800" — cuprinde frecvențe de la 1,8 la 28,8 MHz. Instrumentul este compact și se acordă cu ușurință. Poate fi folosit cu transmițătoarele și receptoarele existente montate pe automobile, nave și avioane.

Pentru determinarea lungimii de undă optime, la o legătură între două puncte, dintr-unul din puncte se trimite un impuls de semnale radio care este descompus de instrument în 128 trepte logaritmice care acoperă întreaga gamă de frecvențe de la 1,8 la 28,8 MHz. La punctul de recepție, cel de-al doilea instrument recepționează semnalele și se acordă pe întreaga gamă de frecvențe sincronizat cu primul instrument. Întreaga gamă se acoperă în două secunde. Impulsurile recepționate de cel de-al doilea punct se văd pe ecranul tubului catodic cu o mare inerție, unde se și fotografiază de un aparat polaroid. După terminarea recepției, la 10 secunde, se obțin fotografiile developate — „Ionogramele".

Aspectul lor este acela al unui grup de linii verticale, axa X reprezentînd frecvența impulsurilor radio. Pe baleiajul vertical, fiecare impuls este reprezentat de unul sau mai multe puncte. Recepția va fi optimă pe acea lungime de undă care este reprezentată sub forma unui punct ce se poate distinge la reducerea coeficientului de amplificare a receptorului „ionosondei".

Instrumentul poate fi folosit și pentru studierea stării ionosferei.

(Din „*Design News*", noiembrie, 1963).

Stație terestră pentru legătura cu sateliții

Pe piscul cel mai înalt din munții R. F. Germane (Zugspitzer-1963 m) au fost instalate două antene parabolice care vor face legătura între stația terestră din Raisting și rețeaua telefonică a R.F.G. Antenele cu aparatajul respectiv pot să asigure legătura cu sateliții „Telstar" și „Relay" pentru transmiterea de convorbiri telefonice, telegrafice sau alte date.

Antena se orientează inițial aproximativ în direcția de unde trebuie să apară satelitul, trecînd apoi automat pe poziția de „căutare automată".

În clipa în care satelitul a fost depistat, ea trece automat în poziția „urmărire". Durata urmăririi este în funcție de traseul pe care se află plasat satelitul și este între 20 minute și o oră. La o transmisie prin satelit sînt necesare două antene capabile de a efectua transmisia și recepția. Dacă antena a recepționat satelitul, el va primi imediat semnale de la ambele stații în vederea amplificării și retransmiterii în ambele sensuri.

Precizia de orientare a antenei către satelit este de 1/200°. Antena poate efectua o rotație de 360° în 30 s. În spatele antenelor se găsesc amplificatoare cu clistron. În amplificatoare se păstrează constantă o temperatură de 65°.

(Din „*Radioschau*", nr. 12, 1963).

Aparat de înregistrare pentru imagine și sunet la televiziune

În S.U.A.a fost pus în vînzare un aparat care permite înregistrarea imaginilor și a sunetului programelor de televiziune. El cîntărește numai 34 kg și are o capacitate de înregistrare de 96 min.

Aparatul se manevrează la fel de ușor ca și un magnetofon și are dimensiunea unei valize normale.

Acest aparat produs de „Precision Instrument Company" poate fi așezat într-o limuzină, iar camera de luat vederi, împreună cu microfonul, vor furniza aparatului semnalele respective. El posedă două capete de înregistrare, unul pentru sunet și altul pentru imagine. Viteza de desfășurare a benzii este de 19 cm/s.

Imediat după imprimare, banda poate fi redată la un televizor.

(Din „*Industriekurier*", noiembrie, 1963).

REFERATE

OSBORNE, R. și THARMA, P.: **Amplificatoare de înaltă calitate cu tranzistoare.** Wireless World, Vol. 69 (1963), nr. 5, mai, pag. 221—225, 5 fig. și Wireless World, Vol. 69 (1963), nr. 6, iunie, pag. 300—304, 8 fig.

În general, amplificatoarele de înaltă calitate nu trebuie să introducă distorsiuni ale audiției. Distorsiunile reproducerii sonore sînt datorate mai multor cauze din care cele mai importante cauze sînt următoarele:

a) Distorsiunile datorate neliniarității: distorsiuni armonice și distorsiuni de intermodulație.

b) Răspuns neadecvat cu frecvența.

c) Răspuns tranzitoriu nesatisfăcător, indicînd instabilitate la frecvențe înalte sau joase.

Articolul analizează amănunțit influența fiecăruia din acești factori. În particular, avînd în vedere că metodele actuale de măsurare a distorsiunilor indicate de CCIR și SMPTE nu dau rezultate în concordanță cu distorsiunile percepute subiectiv, se propun noi metode superioare din acest punct de vedere.

Se studiază în continuare cerințele ce apar la amplificatoarele de putere cu tranzistoare și se discută modul cum se pot obține amplificatoarele de înaltă calitate folosind tranzistoare de putere de preț redus, avînd frecvența de tăiere situată în jurul lui 4 kHz. Este descrisă o nouă metodă de funcționare a amplificatoarelor cu tranzistoare în contratimp, clasă A-B care prezintă avantaje față de celelalte moduri de funcționare în privința variației cu semnalul a curentului consumat de la masă ca și în privința distorsiunilor.

În numărul din iunie al revistei este descrisă schema unui amplificator de 10 W, funcționînd în modul prezentat mai sus (clasă A-B). Se indică considerentele care stau la baza alegerii fiecărei valori din schemă și se descrie amănunțit modul de funcționare. Amplificatorul prezintă o bandă de aproape 20 kHz (3 dB) la puterea nominală (10 W), ea fiind mult ridicată la puteri mai mici.

În final este prezentat aspectul exterior al amplificatorului realizat și sînt date cîteva indicații asupra detaliilor de construcție.

SINGH, D.: **Milivoltmetru cu tranzistoare.** Wireless World, Vol. 69 (1963), nr. 5, mai, pag. 247—251, 7 fig.

Experimentări asupra fotoelectricității au dus la necesitatea utilizării unui milivoltmetru cu o scală de circa 50 mV. Există două metode de măsurare a tensiunilor continue: metoda directă, prin amplificarea semnalului de măsurat folosind amplificatoare de curent continuu și metoda indirectă, constînd în transformarea tensiunii continue într-o tensiune alternativă, amplificarea și măsurarea ei prin procedee obișnuite. Metoda indirectă are avantajul stabilității măsurătorii cu temperatura, dar necesită montaje complicate și costisitoare. Aparatul descris utilizează amplificarea directă a tensiunii continue; schema de principiu prezintă o serie de elemente destinate îmbunătățirii stabilității.

Problemele principale ce se pun la amplificatoarele de curent continuu constau în variațiile amplificării datorate variațiilor de temperatură și de tensiune de alimentare. Aceste variații cauzează deplasări ale acului instrumentului pe scală, în absența unui semnal aplicat la intrare.

Autorul face o prezentare succintă a metodelor indicate în literatură prin care se poate reduce efectul variațiilor menționate. Se fac considerații asupra eficacității fiecărei metode în raport cu complicațiile suplimentare pe care le introduce.

Se prezintă apoi schema pe principiu a milivoltmetrului propus; este vorba de o schemă simetrică, cu două etaje de amplificare diferențiale, folosind tranzistoare *n-p-n*. Se discută pe larg funcționarea aparatului, justificîndu-se alegerea valorilor respective. Se dau performanțele la variațiile de temperatură și se indică măsuri de care trebuie ținut seama la realizarea constructivă.

USOLȚEV, A. G. și TURIN, V.: **Cercetarea legilor de distribuție a erorilor în canalele telegrafice de frecvență vocală cu modulație de frecvență,** Elektrosveazi (1963), nr. 7, iulie, pag. 47—51, 4 fig. 3 tab., 6 ref. bibl.

Transmiterea de date pe canalele telegrafice de frecvență vocală cu modulație de frecvență impune obținerea de informații cît mai ample asupra distorsionării limitelor și asupra erorilor probabile.

În anul 1961, în perioada septembrie-decembrie s-au efectuat o serie de măsurători pentru stabilirea legilor de distribuție a erorilor la diferite grade de recepție, caracterul variației frecvenței și durata întreruperilor comunicației, distribuția distorsiunilor în interiorul combinațiilor de cod, gradul de asimetrie al canalelor, posibilitatea de utilizare a sistemelor STA și STA-2M pentru transmiterea datelor etc. Măsurătorile efectuate au arătat că erorile sînt distribuite conform legii lui Poisson și că frecvențele lor deservesc o dată cu mărirea ordinului de repetiție a erorii. Se poate spune că probabilitățile de distorsiune a elementelor combinațiilor de cod sînt identice, iar pierderea elementelor de curent sau apariția lor nu este în aceeași măsură probabilă.

DAVIS, H.: **Analiza și sinteza unei anumite clase de rețele care variază liniar cu timpul,** Applications and Industry (1963), nr. 64, ianuarie, pag. 325—330, 5 fig., 7 ref. bibl.

La fel ca și rețelele cu elemente avînd parametri fiși pot fi tratate și rețelele cu elemente de circuit variabile în timp, acest studiu fiind un studiu analitic. Dacă considerăm o rețea cu mai multe ochiuri formate din elemente variabile în timp, cunoscîndu-se totodată răspunsul unei ramuri tip la o excitație arbitrară din punct de vedere formal, atunci răspunsul întregii rețele se obține sub forma unei combinații liniare, de asemenea răspunsuri tip. Efectuîndu-se anumite artificii integrale se pot obține mai ușor coeficienții combinației liniare care poate fi în cazul limită o integrală, tinzîndu-se astfel spre formele calculului operațional. Sub un anumit aspect, procedeul este asemănător cu aplicarea transformatei Laplace la analiza circuitelor cu parametri ficși. În anexă, pentru justificarea valabilității procedeului enunțat, se dă rezolvarea unei probleme simple de sinteză a unei rețele cu elemente variabile în timp, urmărindu-se aceleași etape ca și în cazul sintezei rețelelor cu parametri ficși.

LEWIS, C. A. și TELFORD, M.: **Principii ale siguranței în funcționare la radiorelee,** Point to point telecommunications, 7 (1963), nr. 3, iunie, pag. 30—43, 1 fig., 2 tab., 2 diagr., 8 ref. bibl.

Siguranța în funcționare a unei rețele de radioreleu este afectată de trei fenomene de bază, și anume: propagarea, defectarea echipamèntului și defectarea electroalimentării. Lipsa semnalului la recepție poate proveni dintr-un fading de interferență, din ghidarea inoportună a undelor, din defocalizarea aleatorie în troposferă sau din cauza mișcării antenelor sub influența vîntului. În articol se dau unele valori uzuale ale probabilității acestor evenimente. Viața medie a fiecărei piese componente și gradul de rezervare activă sau pasivă determină în cele din urmă siguranța în funcționare a echipamentului. Lucrarea prezintă o statistică cu cauzele defecțiunilor care în marea lor majoritate provin dintr-o proiectare sau întreținere necorespunzătoare. Totodată se dă și o statistică a localizării defectelor (de obicei tuburile electronice dau în marea lor majoritate toate defecțiunile ce se ivesc, iar semiconductoarele și contactele — cazurile cele mai rare). În funcție de gradul de rezervare activă sau pasivă se face o prezentare și se dă un calcul al siguranței în funcționare. Electroalimentarea intervine cu un procent foarte ridicat în numărul total de deranjamente, impunînd astfel rezervarea ei ca regulă generală. În încheiere se dă o diagramă a prețului de cost în funcție de siguranța în funcționare a echipamentului.

DUMMER, G.: **Aspecte ale siguranței în exploatare a pieselor componente ale aparaturii electronice,** British Communications and Electronics, 10 (1963), nr. 6, iunie, pag. 434—437, 3 tab. 1 diagr., 3 ref. bibl.

Siguranța în exploatare a aparaturii radioelectronice constituie o problemă foarte importantă căreia i se dă o atenție din ce în ce mai mare. Autorul tratează factorii care contribuie la siguranța în exploatare, analizînd coeficienții de deranjament ai diferitelor piese componente ale aparaturii radioelectronice. Se definesc unele metode de măsurare a coeficienților de deranjamente subliniindu-se necesitateaa ca metodele să corespundă și ansamblurilor în care intră piesele respective. Pentru diferite piese componente și pentru diverși timpi medii între deranjamente se dau o serie de grafice. În unele tabele se dau coeficienții de deranjament pentru diferite piese, cum ar fi: rezistențe, condensatoare, cabluri și conductoare, comutatoare, relee, transformatoare, bobine de inducție etc.

Prin folosirea redundanței se analizează posibilitatea și perspectivele sporirii siguranței în exploatare a aparatajului radioelectronic.

NAHMANSON, R. S.: **Proiectarea unui amplificator RC de tensiune și de putere, construit cu capacități neliniare,** Iz. VUZ Radiotehnika (1963), nr. 2, martie-aprilie, pag. 156—165, 6 fig., 5 ref. bibl.

Capacitatea superficială se caracterizează printr-o variație strînsă cu frecvența și o valoare cît mai mare a raportului dintre maxim și minim, precum și printr-o oarecare simplitate a execuției sale din punct de vedere tehnologic. La miniaturizarea aparatajului radioelectronic și-au găsit o aplicare din ce în ce mai largă noi elemente, printre care și capacitatea superficială realizată cu semiconductoare.

S-au obținut astfel scheme RC active ce se disting prin absența tuburilor electronice, tranzistoarelor etc. sau a elementelor inductive. Se preconizează ca aceste elemente să fie utilizate și în blocurile mașinilor electronice cifrice. Schemele RC ușurează prescripțiile ce se impun pentru factorul de merit și stabilitatea capacității lor, aceasta spre deosebire de schemele LC (de exemplu parametroanele).

CERMAK, J.: **Despre măsurarea cablurilor de telecomunicații în înaltă frecvență,** Sdelovaci Technika, 11 (1963), nr. 7, iulie, p. 242—245, 8 fig., 4 tab., 6 ref. bibl.

În cadrul studierii sistemelor telefonice de curenți purtători cu modulație de impulsuri, Institutul de cercetări de telecomunicații din Praga a efectuat cîteva măsurări la 10 perechi de cabluri de telecomunicații de joasă frecvență, cu izolație de hîrtie, între două centrale telefonice din Praga. Centralele s-au ales în așa fel încît lungimea cablului să corespundă aproximativ cu zona de amplificare, adică cu distanța dintre două repetoare intermediare.

În articol se dau unele rezultate mai importante obținute. Măsurătorile au avut drept scop verificarea concluziilor deduse teoretic și cunoașterea eventualelor probleme și dificultăți ce se ivesc în mod curent în exploatare.

S-a ajuns la concluzia că și cablurile de joasă frecvență, cu izolație de hîrtie, sînt bune pentru o transmitere eficace a frecvențelor pînă la cîțiva megahertzi, fără modificare sau compensare. Se confirmă și posibilitatea de transmitere a semnalului de televiziune prin cablu telefonic, fapt încercat cu succes de către televiziunea britanică, la diverse reportaje. Chiar dacă perechile necesită o alegere cu grijă, este totuși vorba de o posibilitate interesantă pentru folosirea lor.

În cazul folosirii perechilor simetrice la transmisiuni de înaltă frecvenţă, apare condiţia simetrizării circuitelor de intrare şi de ieşire ale aparatelor de măsurat, faţă de pămînt. Condiţia este satisfăcătoare de aparatele de măsurat la transmisiuni cu frecvenţa pînă la 0,5 MHz, iar în prezent se lărgeşte pînă la cîteva zeci de megahertzi, deci şi acolo unde radiotehnica clasică folosea circuite nesimetrice. Acest lucru e confirmat şi de faptul că o serie de firme constructoare străine oferă în ultimul timp şi osciloscoape de bandă largă pînă la cîteva zeci de megahertzi, cu borne de intrare simetrice.

Utilizarea mai bună a conductelor instalate şi folosirea tehnicii noi se bazează pe cunoaşterea caracteristicilor lor de transmisiune.

POLEANSKII, I.: **Normarea şi măsurarea perturbaţiilor industriale**, Radio, (1963), nr. 7, iulie, pag. 54–58, 1 fig., 2 tab.

Sensibilitatea receptoarelor radio şi de televiziune fiind de ordinul microvolţilor sau chiar al fracţiunilor de microvolţi, se pot recepţiona pe lîngă semnalele utile şi diferite semnale perturbatoare, mai ales în marile oraşe şi în centrele industriale unde intervin şi generatoare de înaltă frecvenţă cu destinaţie industrială şi diverse alte semnale perturbatoare generate de diferite descărcări electrice. Acestea de pe urmă sînt aşa-zisele perturbaţii industriale radio. Uneori, în raza unor întreprinderi industriale este aproape imposibilă recepţia staţiilor de radio şi de televiziune din apropiere.

Există unele norme care impun un anumit nivel de perturbaţii admisibil, iar în cazul depăşirii acestor norme, se cere micşorarea nivelului lor.

În Uniunea Sovietică au fost elaborate şi aprobate noile norme unionale pentru perturbaţiile industriale de radio admisibile (Sviazizdat, 1963) a căror analiză se face de fapt în prezentul articol.

Autorul subliniază existenţa a două categorii de perturbaţii: în formă de impulsuri şi continue.

Cea mai eficace metodă de combatere constă în atenuarea lor la locul producerii. Noile norme ţin seama în special de cerinţele televiziunii faţă de acele grupe de surse de perturbaţii care prezintă o acţiune perturbatoare pentru aceste tipuri de receptoare.

Se pot enumera printre acestea în primul rînd vehiculele cu tracţiune electrică, vehiculele auto şi aparatele electrocasnice.

La stabilirea normelor s-a ţinut seama şi de interesele radiorecepţiei profesionale cît şi ale funcţionării corecte a celorlalte servicii de radio, în special în gama de unde ultrascurte.

Faţă de vechile norme elaborate în anul 1954, au fost recalculate nivelurile cîmpului dat de perturbaţii la locul de amplasare a antenelor. Toate aceste recalculări şi stabiliri de noi norme s-au făcut în conformitate cu cerinţele tehnice impuse de Comitetul Internaţional Special pentru lupta împotriva perturbaţiilor de radio (CISPR). Măsurarea perturbaţiilor industriale reprezintă totuşi o problemă tehnică foarte complexă, legată de caracterul haotic al perturbaţiilor, de instabilitatea funcţionării sursei lor şi de greutatea unei aprecieri unice a acţiunii perturbatoare pentru diferitele tipuri de servicii de radio (radiodifuziune, televiziune, radiocomunicaţii, radiolocaţie etc.).

În articol se dă şi schema unui aparat tip de măsurat, pentru perturbaţii compus din: circuite de intrare, amplificatorul de înaltă frecvenţă, voltmetrul electronic şi un etaj de etalonare interior.

PERRY, T.: **Despre serviciul telex şi serviciul telegrafic general**, Journal des télécommunications, 30 (1963), nr. 5, mai, pag. 145–150, 2 fig., 1 tab.

Pentru asigurarea unei creşteri a traficului dintre abonaţii din diferite ţări, se impune un serviciu rapid. Aceasta este de fapt şi una din principalele trăsături ale serviciului telex european. Stadiul diferă de la o serie de ţări la altele. Astfel între unele, serviciul telex este complet automatizat, între altele — şi aceasta o constituie majoritatea — serviciul este semiautomat iar între unele este încă manual. Începînd cu anul 1956, s-au stabilit două căi de determinare a taxelor pentru serviciul telex automat bazat pe preţul de cost şi anume: taxarea pe minut şi taxarea prin impulsuri periodice, folosită pentru serviciul naţional automat. De menţionat că, pînă în anul 1956, tarifele telex erau fixate pe unitatea de 3 minute. Faptul că se urmăreşte integrarea serviciului telex cu serviciul telegrafic general (gentex) este edificator prin aceea că un mare număr de construcţii şi instalaţii tehnice, laboratoare, căi de transmisiuni etc. sînt deja realizate în comun. Se dau unele exemple de ţări, printre care Belgia şi Olanda unde peste 40% din telegramele internaţionale se transmit cu ajutorul serviciului telex. În încheiere se descrie procedeul utilizat indicîndu-se avantajele serviciului telex automat.

PAUSCH, H.: **Centrala telefonică electronică cu comutatoare magnetice**, Journal des télécommunications, 30 (1963), nr. 6, iunie, pag. 167–171.

În anul 1962 s-a dat în exploatare experimentală prima centrală telefonică cu comandă electronică şi cu comutaţie magnetică, construită pe principiul barelor încrucişate.

Sistemul de comandă centralizată este format în esenţă din diode semiconductoare şi tranzistoare *p-n-p-*, însă comutaţia se face tot prin contacte metalice, acestea fiind cele mai economice în stadiul actual al cercetărilor, cu condiţia de a fi adaptate comenzii electronice din punct de vedere al vitezei şi al condiţiilor de funcţionare. Releele folosite la această centrală sînt de tipul trestie, fiind formate din două tije de oţel elastic, aurite la vîrf şi introduse în tuburi mici de sticlă, umplute cu un gaz protector care asigură funcţionarea contactelor la adăpost de influenţele atmosferice. Avînd în vedere masa foarte mică a pieselor în mişcare, se pot obţine durate de comutaţie extrem de reduse, de 1–2 ms, iar lipsa aerului permite efectuarea unui număr mare de comutaţii în condiţii de siguranţă deplină, fără a reduce durata de serviciu a releelor. S-au efectuat şi relee cu comutaţie rapidă, comandate direct de circuite electronice, avînd două, patru sau opt contacte, în mediu de gaz protector. În centrale se folosesc blocuri de relee cu contacte multiple, avînd 20 sau 40 de tuburi de sticlă. În centrala experimentală s-au instalat două categorii de ansambluri de comutaţie: în etajul selecţiei de abonat, care include preselecţia şi selecţia finală, cum şi în etajele selecţiei de grup, unde se pot folosi mai multe comutatoare în serie, în raport cu mărimea centralei telefonice. Fiecare grup de cuplaj al unui etaj de selecţie de grup (SGI la SGIV) cuprinde două comutatoare magnetice, împărţite fiecare în cîte 220 părţi. Fiecare grup de 11 intrări se poate conecta la 209 ieşiri prin intermediul a 19 joncţiuni (linii de legătură). În etajul selecţiei de abonat, fiecare ansamblu de comutaţie poate cuprinde 100 de abonaţi. Centrala experimentală a fost iniţial echipată pentru 500 de linii de abonat, inclusiv abonaţii cu posturi suplimentare de mare capacitate, cu selectarea directă a postului chemat. Totodată a trebuit să se rezolve problemele de adaptare cu sistemele existente de reţele urbane, interurbane şi internaţionale, precum şi asigurarea serviciilor speciale. Scopul instalării acestei centrale era evidenţierea avantajelor oferite de comutaţia electronică în ceea ce priveşte rapiditatea comutaţiei, reducerea gabaritului şi micşorarea cheltuielilor de întreţinere.

În cursul anului 1963 s-a procedat la mărirea centralei experimentale pînă la 3 000 de linii.

CUMMINS, K.: **Controlul automat al amplificării în televiziune**, Wireless World, vol. 69 (1963), nr. 10, octombrie, pag. 492–493, 2 fig.

Necesităţile actuale impuse receptoarelor de televiziune de a fi prevăzute cu sisteme de control automat al amplificării au dus la două variante diferite de rezolvare a acestei probleme.

Pentru modulaţia pozitivă, primul sistem foloseşte o tensiune negativă dezvoltată pe grila pentodei separatoare de impulsuri.

O parte din acest potenţial este anulată de o sursă de alimentare pozitivă de la controlul contrastului, cea rămasă

fiind folosită ca polarizare CAA a etajelor de radiofrecvență și frecvență intermediară.

Polarizarea astfel creată depinde de luminanța totală a imaginii. În consecință nivelul de negru nu este constant. Sistemul a fost larg folosit pentru simplitatea sa.

Un tip de receptor, care să mențină un nivel de negru corect al imaginii reproduse, trebuie să utilizeze un circuit poartă de CAA.

Semnalul video este trecut printr-un circuit poartă care se deschide un timp foarte scurt în timpul perioadei nivelului de negru, care e constantă indiferent de compoziția imaginii, iar amplitudinea semnalului astfel obținută e folosită ca tensiune de referință CAA.

Articolul descrie un sistem de CAA care folosește, pentru deschiderea circuitului poartă, impulsuri de sincronizare de linii întîrziate cu cîteva microsecunde, pînă în dreptul nivelului de negru. Circuitul poartă constă în principal dintr-o triodă pe a cărei grilă se aplică aceste impulsuri iar pe catod, semnalul video de polaritate negativă. Pe anod se obțin impulsuri negative, care sînt redresate și utilizate pentru CAA.

Articolul prezintă schema de principiu completă a circuitelor legate de CAA folosind sistemul descris. Sînt indicate valori și performanțe.

SORENZON, A. P. și RUVINSKI, M. D.: **O metodă continuă de control și de stabilitate a indicilor calitativi ai emițătoarelor de televiziune,** Vestnik sveazi, 280 (1963), nr. 7, iulie, pag. 10—11, 5 fig.

Pentru un control continuu al emisiunii în televiziune se propune așa-numitul procedeu al „liniei de control". De fapt controlul caracteristicilor și al indicilor calitativi ai emițătoarelor de televiziune prezintă o mare importanță pentru asigurarea unei emisiuni de calitate superioară. Acest procedeu descris este recomandabil pentru faptul că se asigură un control continuu în tot timpul emisiunii. În articol se descrie pe larg aparatura utilizată, punctele din cadrul lanțului de televiziune unde se introduce aparatura de control, precum și funcționarea întregului sistem. Acest control se realizează prin oscilografierea formelor de undă în diverse puncte caracteristice ale lanțului de emisiune.

În continuare se studiază pe larg stabilitatea în timp a caracteristicilor de amplitudine și de frecvență ale emițătorului iar apoi se analizează cauzele care provoacă aceste instabilități (dezacordarea datorită încălzirii unor elemente, variația parametrilor fiderului, variația umidității și a temperaturii etc.) și se recomandă unele metode pentru îmbunătățirea stabilității.

SOTNIKOV, S.: **Antene-cadru pentru recepționarea programelor de televiziune,** Radio (1963), nr. 8, august, p. 37—38, 10 fig., 1 tab.

În articol se dau unele date constructive ale antenelor cadru care sînt folosite în tehnica recepționării programelor de televiziune la mare distanță. Se pot urmări tabele cu dimensiunile diferitelor elemente ale acestor tipuri de antene și unele metode de conectare a antenei folosind cablu coaxial. Elementele antenei pot fi confecționate din tuburi metalice cu diametrul între 10—20 mm. Țevile pot fi confecționate din cupru, alamă, duraluminiu sau oțel. Antena poate fi construită de asemenea din bucăți de conductor multifilar gros, fixat pe izolatoare montate pe suporturi de lemn.

Autorul tratează atît problema antenelor simple cu două elemente, cît și construcția unor antene complexe construite din patru antene dublu etajate ce sînt aranjate pe două rînduri (aceasta pentru a se obține o amplificare mult mai mare). Se prezintă apoi sistemul de ajustare a elementelor antenei; de asemenea se dă o tabelă cu dimensiunile de construcție a elementelor componente ale acestor antene.

SHORTER, D. E.: **Difuzoare de înaltă fidelitate,** Journal of the Institution of Electrical Engineers, 9 (1963), iunie, pag. 253—256, 5 fig.

La proiectarea difuzoarelor de înaltă fidelitate, se încearcă obținerea unei redări cît mai apropiate de realitate a sunetului, adică o redare care să apeleze în cea mai mică măsură la imaginația ascultătorului.

Pentru tonurile joase și pentru tonurile înalte ale semnalului se utilizează unele sisteme radiante separate, deoarece este dificil să se construiască o singură membrană cu o funcționare egală în întreaga gamă de audiofrecvență. Repartizarea semnalului spre difuzoarele de joasă și de înaltă frecvență, realizată cu rețele de filtrare, se produce de obicei între 700 și 2 000 Hz. Ocazional, semnalul poate fi împărțit între trei blocuri radiind componentele de audiofrecvență joasă, medie și respectiv înaltă ale semnalului. Dacă la proiectarea fiecărui bloc ar fi fost posibilă realizarea unei căderi a caracteristicii de frecvență, la fiecare din capetele benzii de lucru, filtrele ar fi putut fi simplificate și în unele cazuri, chiar evitate.

De obicei, cea mai mare dificultate la proiectarea unui ansamblu de înaltă fidelitate cu două difuzoare constă în realizarea unei membrane satisfăcătoare pentru porțiunea de joasă frecvență a benzii. În ultimul timp, astfel de membrane se realizează din material plastic, uneori cu un strat metalic de consolidare, scopul urmărit fiind combinarea rigidității cu greutatea mică.

Printre dispozitivele utilizate pentru lărgirea unghiului de propagare a sunetului, un interes deosebit îl prezintă lentila acustică. Dispozitivul constă de obicei dintr-o serie de plăci puțin distanțate, avînd o astfel de formă, încît să prelungească traseul sunetului în partea exterioară a fasciculului, mărind astfel divergența frunții undei.

În ultimii ani, difuzoarele electrostatice, utilizate anterior pentru regiunea de peste 1 kHz, au fost astfel proiectate încît să acopere întreaga bandă de audiofrecvență.

Pentru a produce un nivel adecvat al sunetului în domeniul frecvențelor audio joase, se utilizează membrane cu o mare suprafață. Pentru a împiedica obținerea unei directivități excesive care ar rezulta în acest caz, doar o mică porțiune a suprafețelor de radiație este utilizată pentru frecvențele audio înalte, și astfel se poate obține o situație de compromis, convenabilă în multe aplicații. Totuși, pentru o putere acustică mare, mai ales la frecvențe joase, difuzorul electrostatic tinde să devină mai mare și mai costisitor decît cel de tip electromagnetic — echivalent.

În încheiere se dă o amplă interpretare a performanțelor măsurate, probleme legate de neregularitatea răspunsului cu frecvența și răspunsul de frecvență în regim tranzitoriu.

Sînt necesare însă cercetări fundamentale privind proiectarea și fabricarea difuzoarelor.

Se impune ca cercetarea să fie dirijată în fiecare etapă pe baza unei comparații subiective între original și sunetul reprodus.

RADO, J. **Proiectarea circuitelor de intrare avînd cel mai mic zgomot posibil,** Electronics, 36 (1936), nr. 31, august, pag. 46—49, 9 fig, 2 tab. 3 ref. bibl.

În vederea proiectării și realizării unui amplificator echipat cu tranzistoare și care să asigure o comportare bună din punct de vedere al zgomotului, se trec în revistă cele trei surse principale de zgomot și anume: zgomotul datorat diferitelor piese componente ale amplificatorului, cel datorat sursei, precum și cel datorat benzii largi a amplificatorului. Pe un exemplu concret de amplificator de bandă largă, se analizează funcționarea și condițiile impuse primului etaj, din punct de vedere al comportării la zgomot. Se studiază compromisul optim între impedanța sursei, tensiunea de ieșire a acesteia și factorul de zgomot al tranzistorului, de asemenea se analizează legătura dintre curentul de colector, lărgimea de bandă și factorul de zgomot al tranzistoarelor. Se prezintă performanțele bune din punct de vedere al comportării la zgomot ale tranzistoarelor cu efect de cîmp.

RECENZII

PAUL POSTELNICU : **Caracteristicile de transmisie a circuitelor telefonice în tehnica actuală,** Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Bucureşti, 1963, 98 pag., 41 fig., 19 ref. bibl.

Introducerea tehnicii noi în ţara noastră în domeniul comunicaţiilor telefonice şi telegrafice, îndeosebi prin sistemele de curenţi purtători cu un număr mare de căi pe cabluri sau radiorelee şi prin centralele telefonice interurbane automate, face şi mai necesară o bună cunoaştere a problemelor generale privind transmisiunile telefonice.

În acest domeniu există o literatură foarte bogată cuprinsă în revistele de specialitate. Lucrările de sinteză generală sub formă de cărţi lipsesc aproape complet, cu excepţia literaturii în limba rusă. La noi în ţară aceste probleme au fost tratate relativ foarte puţin, chiar în revistele de specialitate.

Cartea profesorului inginer Paul Postelnicu este destinată inginerilor şi tehnicienilor din sectorul telecomunicaţiilor. Problemele tratate intervin atît la proiectarea cît şi la întreţinerea echipamentelor şi liniilor telefonice.

Primul capitol, intitulat *Noţiuni generale care intervin în tehnica sistemelor de transmisiuni telefonice*, se ocupă cu precizarea noţiunilor de cale telefonică, circuit telefonic, nivel de transmisie, tensiune psofometrică etc., care sînt deosebit de importante, intervenind curent în tehnica şi exploatarea sistemelor de transmisiuni telefonice. Alţi termeni mai speciali se definesc o dată cu tratarea problemelor în care intervin.

Definiţiile şi simbolurile utilizate sînt în conformitate cu recomandările CCITT şi ale CEI (Cartea Roşie, Geneva 1961 şi 1963). Capitolul II analizează metodele de măsurare a calităţii transmisiei telefonice şi variaţia calităţii de transmisie a unei căi telefonice în funcţie de caracteristicile ei tehnice.

Calitatea transmisiei depinde de lărgimea benzii transmise, distorsiuni, nivelul zgomotului etc. Îmbunătăţirea acestor caracteristici pune probleme tehnice complexe şi are o latură economică importantă. Normele privind calitatea transmisiei telefonice pe circuite internaţionale precum şi condiţiile tehnice pentru circuitele naţionale sînt date în avizul G 111 al CCITT.

Astfel pentru echivalentul de referinţă între doi abonaţi situaţi în acelaşi continent, se dă valoarea maximă de 4,6 N. De asemenea se dau limitele pentru echivalentul de referinţă al sistemului emiţător naţional şi cel al sistemului receptor naţional.

Capitolele următoare tratează probleme legate de dinamica semnalului telefonic, distorsiunile produse de căile telefonice şi zgomotul în căile telefonice. În special problemei zgomotului i se acordă o mare importanţă. Se dau indicaţii privind limitele admisibile pentru zgomotul din căile telefonice.

O bibliografie bogată este prezentată la sfîrşitul lucrării. Poate ar fi fost mai indicată repartizarea bibliografiei pe capitole, pentru uşurinţa documentării.

Cartea prezintă un bogat material descriptiv şi schematic în bune condiţii grafice, ceea ce facilitează înţelegerea noţiunilor prezentate. Lucrarea este destinată pentru informarea inginerilor şi tehnicienilor din sectorul de telecomunicaţii.

INVENŢII ŞI INOVAŢII

Acumulator cu electrozi din amalgam de cadmiu-oxid de zinc-argint, cu electrolit alcalin

Din clasa acumulatoarelor alcaline se cunoaşte acumulatorul zinc solubil-argint şi zinc insolubil-argint, care diferă de primul prin aceea că se înlocuieşte electrolitul (KOH) cu $Zn(OK)_2$.

Aceste acumulatoare prezintă dezavantajul că electrodul negativ nu este perfect reversibil. Pe de altă parte, în procesul de funcţionare se formează hidroxid de zinc, care se dizolvă în exces de soluţie alcalină, rezultînd zincat de potasiu. Greutatea specifică a zincatului de potasiu este mai mare decît a electrolitului şi ca urmare în acumulatoare se creează o concentraţie variabilă în raport cu înălţimea vasului. Pe partea inferioară a plăcii, datorită concentraţiei mari în ioni de zinc, se creează dendrite de zinc care duc la scurtcircuitarea acumulatorului.

În afară de aceste dezavantaje, la acumulatorul Zn solubil-argint se observă şi o puternică autodescărcare, care are loc datorită reacţiei dintre zinc şi electrolit, cu formare de zincat de potasiu şi degajare de hidrogen.

Autodescărcarea sistemului se intensifică datorită faptului că oxizii de argint în mediu alcalin formează soluţii coloidale, care difuzează spre electrozii negativi unde se descarcă şi formează depuneri dendritice de argint care duc la mărirea procesului de autodescărcare.

Invenţia de faţă, realizată de un colectiv format din ing. Iosif Burlacu, ing. Ovidiu Creangă, ing. Stanciu Lică, fiz. Marcel Ştefănescu şi ing. Nicolae Popescu, se referă la un acumulator alcalin în care electrodul negativ se realizează dintr-o pulbere de amalgam de cadmiu-oxid de zinc, electrodul pozitiv din pulbere de argint, iar electrolitul dintr-o soluţie de hidroxid de potasiu.

Prin înlocuirea electrolitului KOH de concentraţie 35—45% cu zincat de potasiu, se înlătură dezavantajele menţionate mai sus, iar unele încercări cunoscute arată înlocuirea hidroxidului de potasiu cu metaborat de potasiu, obţinut prin neutralizarea hidroixdului de potasiu cu acid boric, în cazul acumulatorului alcalin nichel-zinc.

Invenţia de faţă se referă la un acumulator din clasa zinc-argint la care electrodul negativ este format dintr-un amestec de pulbere de oxid de zinc şi pulbere de amalgam de cadmiu amestecate într-o proporţie convenabilă şi presate pe un fir de argint într-o foiţă de hîrtie la o presiune care poate varia de la 400—600

kgf/cm², electrodul pozitiv fiind format din pulbere de argint, care de asemenea este presată pe un fir de argint la o presiune de circa 300 kgf/cm² și apoi sinterizat timp de 5—10 minute la o temperatură care poate varia între 400—600 °C, formarea particulelor coloidale de argint fiind prin aceasta îngreuiată și durata de viață a acumulatorului mărită în mod corespunzător. Electrozii astfel preparați se împachetează, prin mijloace în sine cunoscute, în celofan, după care se introduc în baie și se adaugă lichidul necesar format din hidroxid de potasiu de concentrație care poate varia între 35 și 45% și apoi se saturează prin adăugare de pulbere de oxid de zinc și oxid de aluminiu. Amalgamul de cadmiu nu ia parte directă la procesele electrochimice din acumulator, el avînd numai un rol important la îmbunătățirea calităților electrodului negativ, mărindu-i conductibilitatea.

Această invenție prezintă următoarele avantaje :

— prin introducerea mercurului în electrodul negativ se obține o mărire a supratensiunii hidrogenului pe electrodul negativ, ceea ce face ca acesta să nu se mai degaje în timpul ciclurilor de încărcare-descărcare ;

— mercurul împiedică formarea depunerii dendritice de zinc, ca Pb și Sn, ceea ce reduce pericolul formării concrețerilor și deci scurtcircuitarea acumulatorului ;

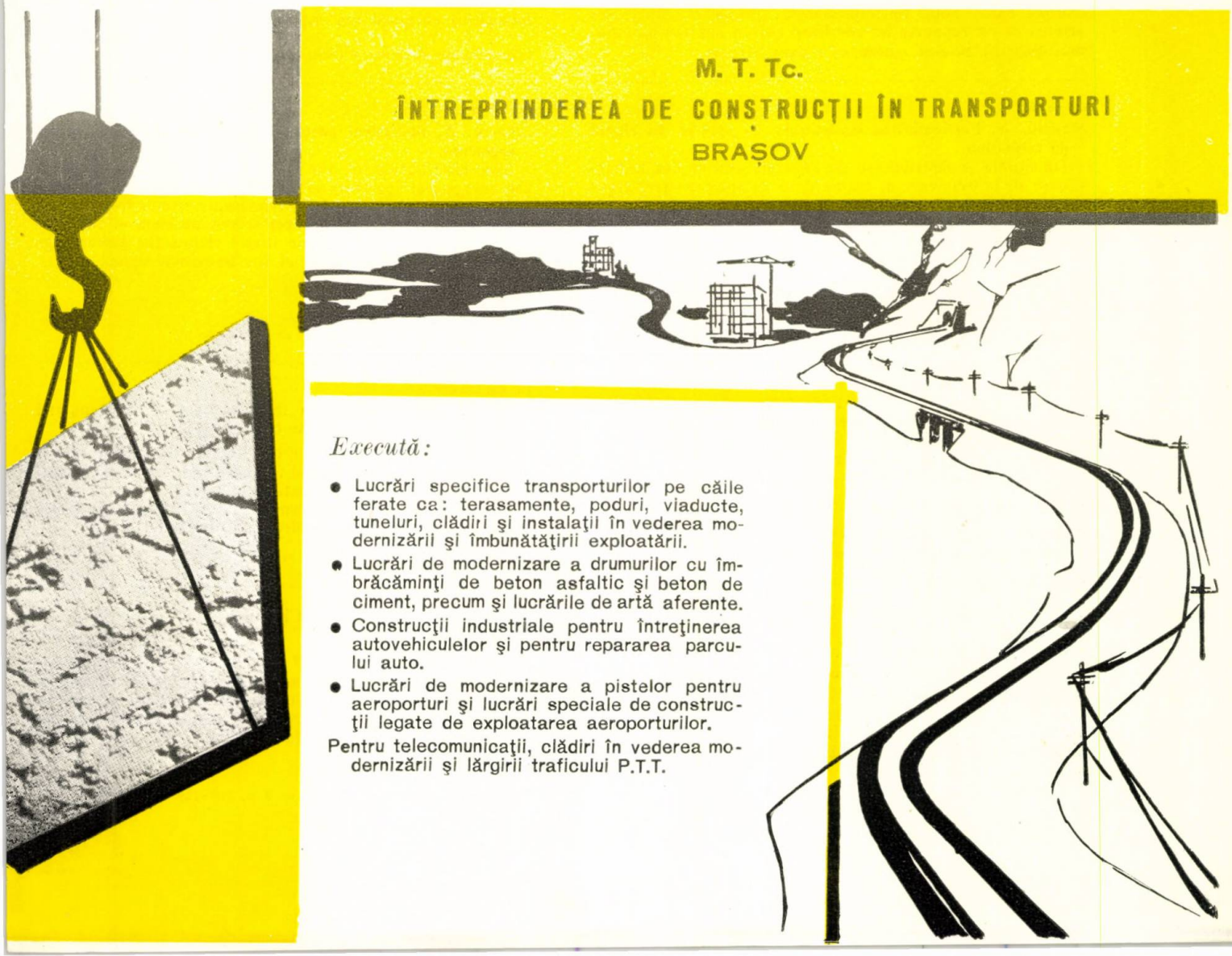
— sub formă de amalgam, atît cadmiul cît și zincul participă în reacție mai ușor, deoarece în acest caz particulele izolante de oxid sau hidroxid nu se mai pot forma ca în cazul particulelor izolante de metale simple, ceea ce duce la creșterea capacității acumulatorului și la reducerea tensiunii de încărcare ;

— reacțiile de schimb cadmiu-zinc sînt favorizate de prezența ambelor metale sub forme de amalgame ; cadmiul are curent mare de schimb (peste 0,1 A/cm²), dar zincul—mic (sub 0,1 A/cm²) și accelerează reacțiile electrodice în timpul ciclurilor de încărcare-descărcare și mărește astfel durata de viață a acumulatorului ;

— acumulatorul are tensiune electromotoare constantă avînd coeficientul de temperatură apropiat de al elementului normal Weston ($5{,}9 \times 10^{-4}$ V/°C) ;

— capacitatea acumulatorului este mărită cu aproximativ 20% față de acumulatorul cunoscut oxid de zinc-argint ;

— acumulatorul prezintă un număr de cicluri sporit cu circa 10% față de acumulatorul oxid de zinc-argint.



SOMMAIRE

DK 621.376.2

Condrea, S. **La conversion des montages de modulateurs à diodes.**

Le fonctionnement d'un modulateur est analysé comme commutateur (interrupter ou inverseur) ; on en déduit des règles génerales pour la conversion des montages de modulation en d'autres montages équivalents, en vue d'obtenir les montages les plus avantageux du point de vue technique et économique.

Les modulateurs utilisés dans les systèmes de courants porteurs jouent un rôle décisif en ce qui concerne la qualité de la transmission. Vu leur fonctionnement assez compliqué, on a fait de nombreuses études afin de trouver des schémas améliorés en ce qui concerne la réduction des produits d'intermodulation parasitaires, des distortions d'amplitude, etc.

Telecomunicații, Bucurest, 8 (1964), no. 3, pages. 97–104

CD 621.382.3

Popescu, C. **Le comportement des transistors aux tensions élevées en fonction du circuit.**

Le comportement des transistors aux tensions élevées est étudié théoriquement du point de vue de sa dépendence du circuit utilisé. On établit l'éxpression des tensions disruptives du transistor pour diverses conditions. Sur la base d'une forme générale normalisée de la caractéristique tension courant du transistor, on étudie aussi la résistance négative–d'avalanche. Les formules de calcul sont pleinement confirmées par l'expériment.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), no. 3, pages. 105–114

CD 621.391.833

Mihail, C. **Liaisons radiotéléhraphiques avec correction automatique des erreurs.**

On décrit des appareillages qui permettent de réaliser des liaisons radio pour téléimprimateur, protégées contre les erreurs et on rapporte les résultats qui en ont été obtenus.

Telecomunicații. Bucarest, 8 (1964), no. 3, pages. 114–117

CD 621.391.8

Stanciu, N. **Particularités statistiques du spectre du signal de télévision.**

On étudie la distribution de l'énergie autour des harmoniques de la fréquence de trame dans le spectre énergétique du signal de télévision.

L'utilisation plus économique de la bande de fréquences des systèmes actuels de télévision est un problème des plus importants de la technique de la télévision et dont on n'a pas encore apporté la solution. Pour la résoudre il faut premièrement connaître le spectre énergétique du signal de télévision.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), no. 3, pages. 118–121

CD 621.396.673

Paul, E. **Considérations sur l'adaptation des antennes pour ondes longues et moyennes à leur ligne d'alimentation.**

On traite en détail le choix du quadripôle d'adaptation des antennes aux lignes, les critériums pour le choix des dimensions des composants de ce quadripôle et leur réalisation pratique.

Le sujet intéresse surtout les spécialistes des émetteurs qui fonctionnent dans les bandes ,,clasiques".

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), no. 3, pages. 121–125

NOUVEAUX RECEPTEURS RADIO ET TELEVISEURS ROUMAINS.

CD 621.396.62 + 621.397.62

Mihăilescu, E. **Le récepteur à transistors S 631 T.**

On expose le schéma de principe et les détails de fonctionnement du nouveau appareil produit par les Usines ,,Electronica". Les particularités de construction sont soulignées et des listes des matériaux electriques et pièces composantes y sont ajoutées.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), no. 3, pages. 126–128

CONTENTS

DC 621.376.2

Condrea, S. **Conversion of the modulating circuits with diodes.**

The operation manner of a modulator is analysed on a switch scheme (breaker or inverter) and general rules are deduced for converting some modulator circuits to equivalent ones, aiming to obtain more technically and economically advantageous circuits.

The modulators used in carrier-frequency telephone systems are determinant for the quality of the transmission and their operation is very complicated. Numerous investigations and studies were made for finding new improved circuits with reguard to the diminution of the non-desired modulation products, of the attenuation distortion, etc.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 3, p. 97–104

DC 621.382.3

Popescu, C. **The behaviour of the transistors at high voltages as a function of the circuit.**

The behaviour of the transistors at high voltages is analytically investigated with reguard to its dependence from the circuit. The formulae for the break-out voltages in various conditions are deduced. The problem of the negative avalanche resistance is treated on the basis of a general standard form of the voltage-current characteristic of the transistor. The design formulae are well confirmed by the practice.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 3, p. 105–114

DC 621.391.833.

Mihail, C. **Telegraphy communications over radio with automatic error correction.**

Some equipments are described, whose enable teleprinter transmission over error protected radio links, and the performances obtained are exposed.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 3, p. 114–112

DC 621.391.8

Stanciu, N. **Statistical peculiarities of the television signal spectrum.**

The distribution of the energy near the harmonics of the energetical spectrum of the television signal is handled.

More economical use of the television systems frequenency bands is an important, not yet solved problem of the television technique. Its solution firstly claims the knoweledge of the energetical spectrum of the television signal.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 3, p. 118–121

DC 621.396.673

Paul, E. **Considerations on tha uatching of the long and medium wave antennas at their feeders.**

The choice of the matching quadrupoles between antennas and feeders, thier design and the practical execution of their components are closely treated.

The thema is of interest, especially for the engineers whose work at the ,,classic" broadcast transmitters.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 3, p. 121–125

NEW ROUMANIAN RECEIVERS

DC 621.396.62 + 621.397.62

Mihăilescu, E. **The transistor receiver S 631 T.**

The principal schemes and some operation details of a new product of the ,,Electronica" works are presented. Construction peculiarities are given together with the list of electrical materials and constitutive parts.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 3, p. 126–128

UZINELE

ELECTROPUTERE

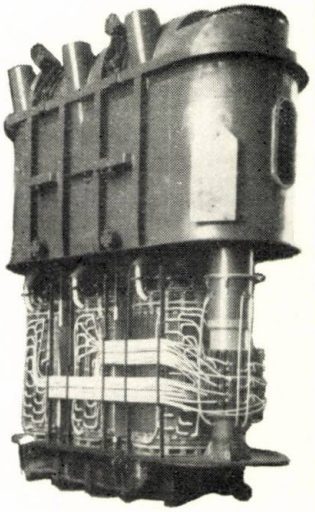
CRAIOVA

Locomotiva Diesel Electrică Co Co — 2100 CP

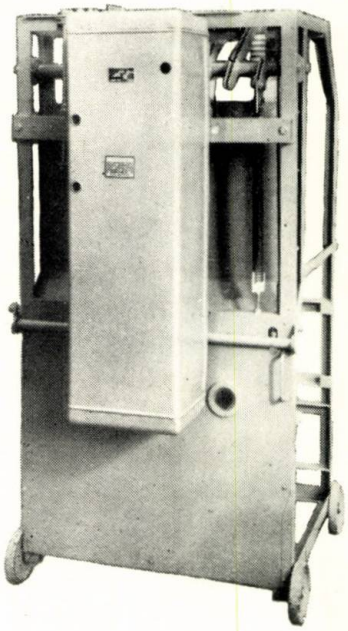
Viteza maximă	100 km/h	Lungimea	17 000 mm
Greutatea totată	114 tone	Lățimea	3 000 mm
		Înălțimea	4 428 mm

Produce:

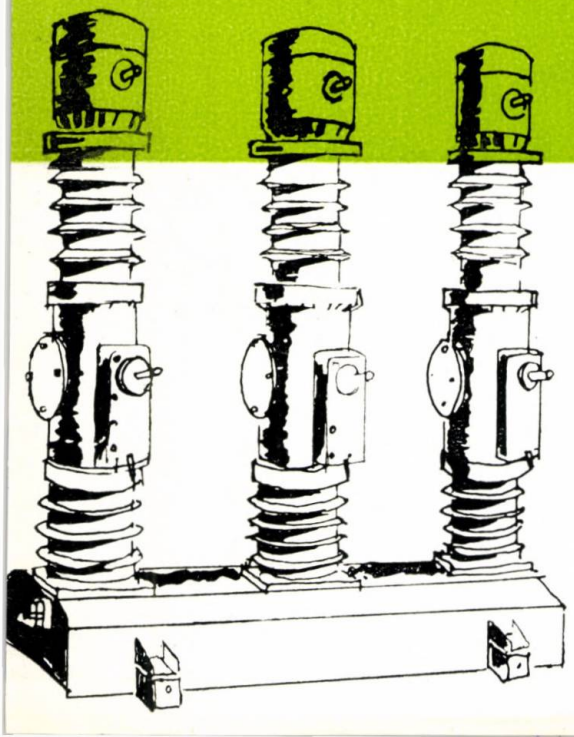
- TRANSFORMATOARE
- MAȘINI ELECTRICE ROTATIVE
- APARATE ELECTRICE
- LOCOMOTIVE DIESEL ELECTRICE

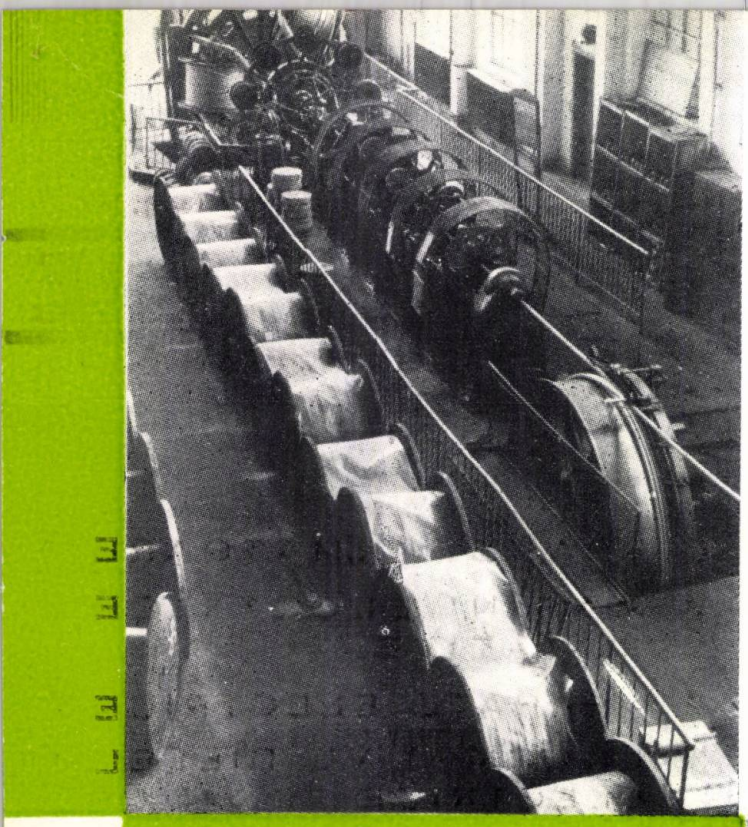


Transformatorul de 25 MVA—110/6,6 kV cu cuvă clopot



Cărucior de celulă cu întreruptor în ulei IUP—10





FABRICA DE CABLURI
ȘI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

BUCUREȘTI – ȘOS. GĂRII CĂȚELU NR. 4

Produce:

Cabluri de forță cu izolație de hîrtie în manta de plumb

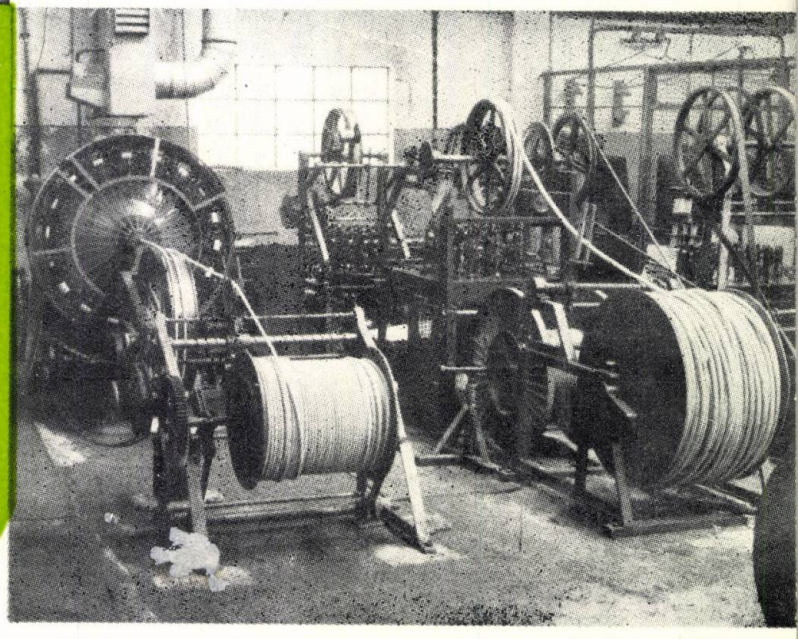
Cabluri de forță cu izolație și manta de P.V.C.

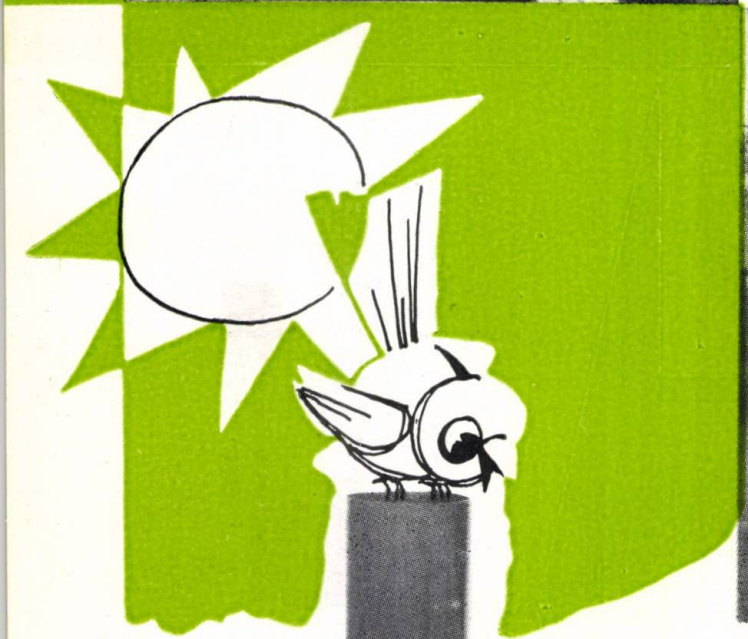
Cabluri de telecomunicații

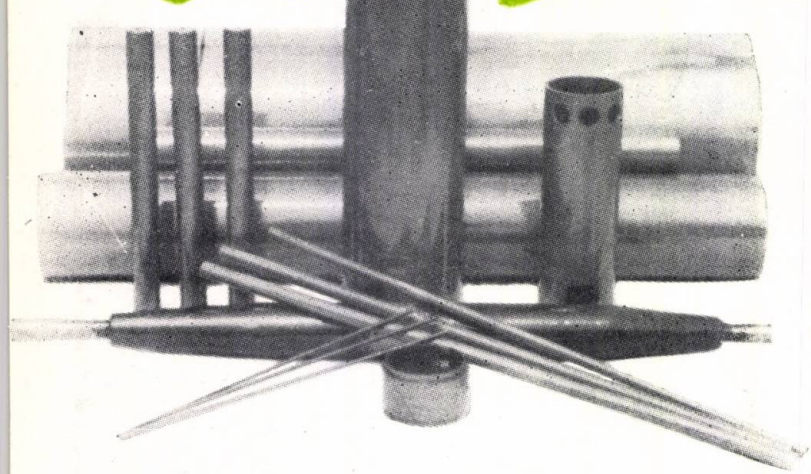
Conducte pentru instalații fixe, instalații mobile și pentru autovehicule

Conductoare pentru bobinaj cu izolație de hîrtie, bumbac, email, fire de sticlă etc.

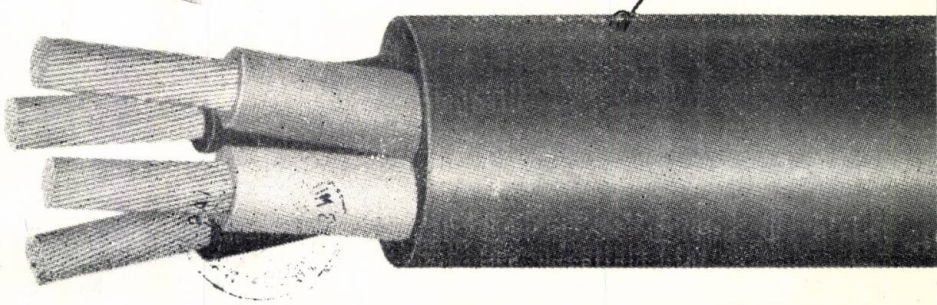
Materiale electroizolante: Pertinax, Textolit, Micabandă, Lacuri etc.





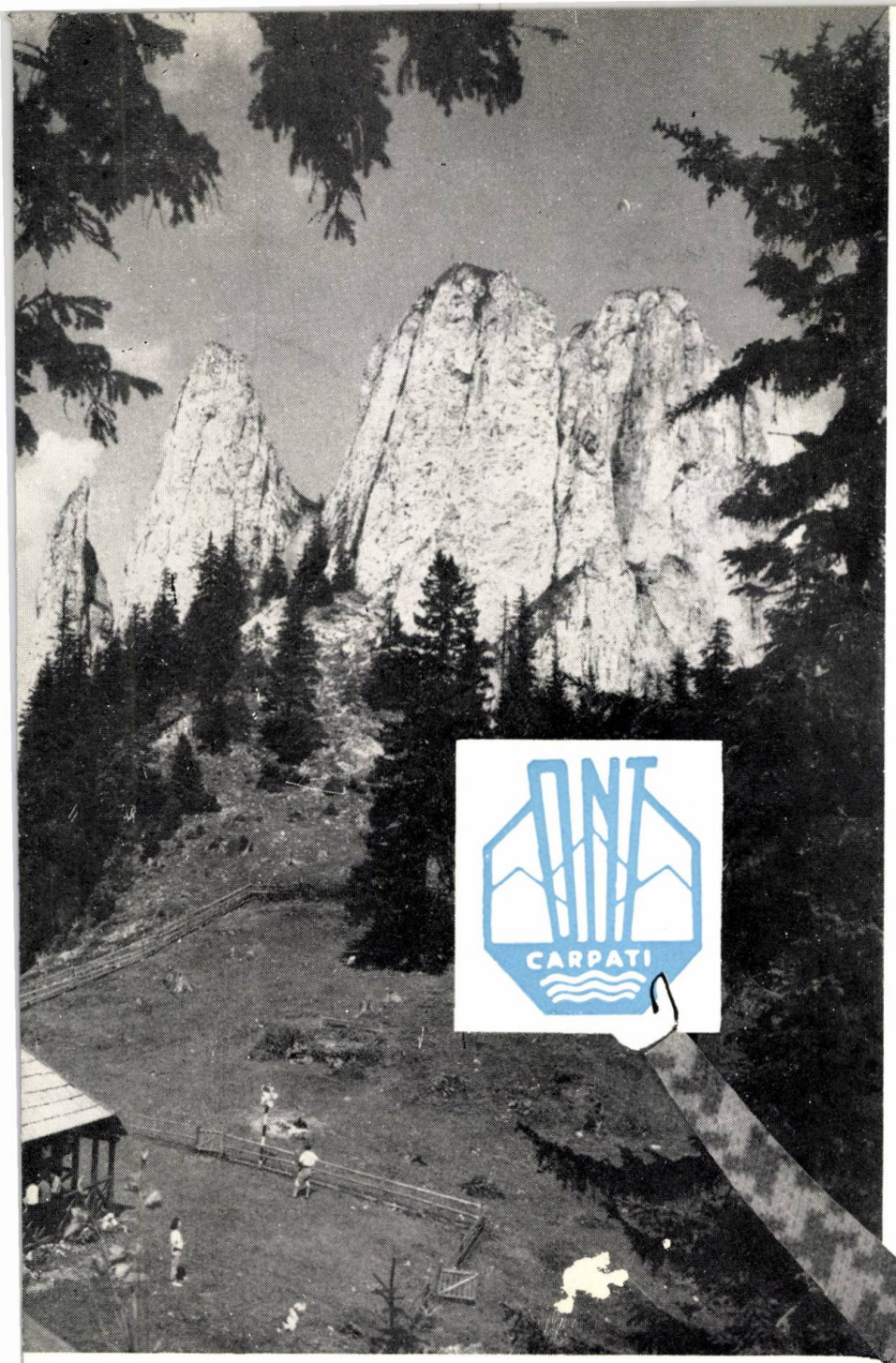


F C ME



Firmele exportatoare
ale produselor F.C.M.E.

METALIMPORT
și TEHNOIMPORT — BUCUREȘTI



O.N.T. „Carpați"

ORGANIZEAZĂ

CONCEDII DE ODIHNĂ

TRATAMENTE BALNEARE

în stațiunile balneoclimaterice

Condiții foarte bune de cazare și masă

Reduceri de tarife, din octombrie pînă în mai

O.N.T. „Carpați"

organizează

PRIN AGENȚIILE ȘI FILIALELE SALE

- Concedii de odihnă și tratament în stațiunile balneoclimaterice
- Excursii în circuit cu trenul și autocarele
- Excursii cu vapoarele pe Dunăre și în Delta
- Excursii la cabane
- Excursii la sfîrșitul săptămînii
- Tabere de vacanță pentru studenți și elevi
- Croaziere cu motonava „Transilvania"
- Călătorii turistice în străinătate

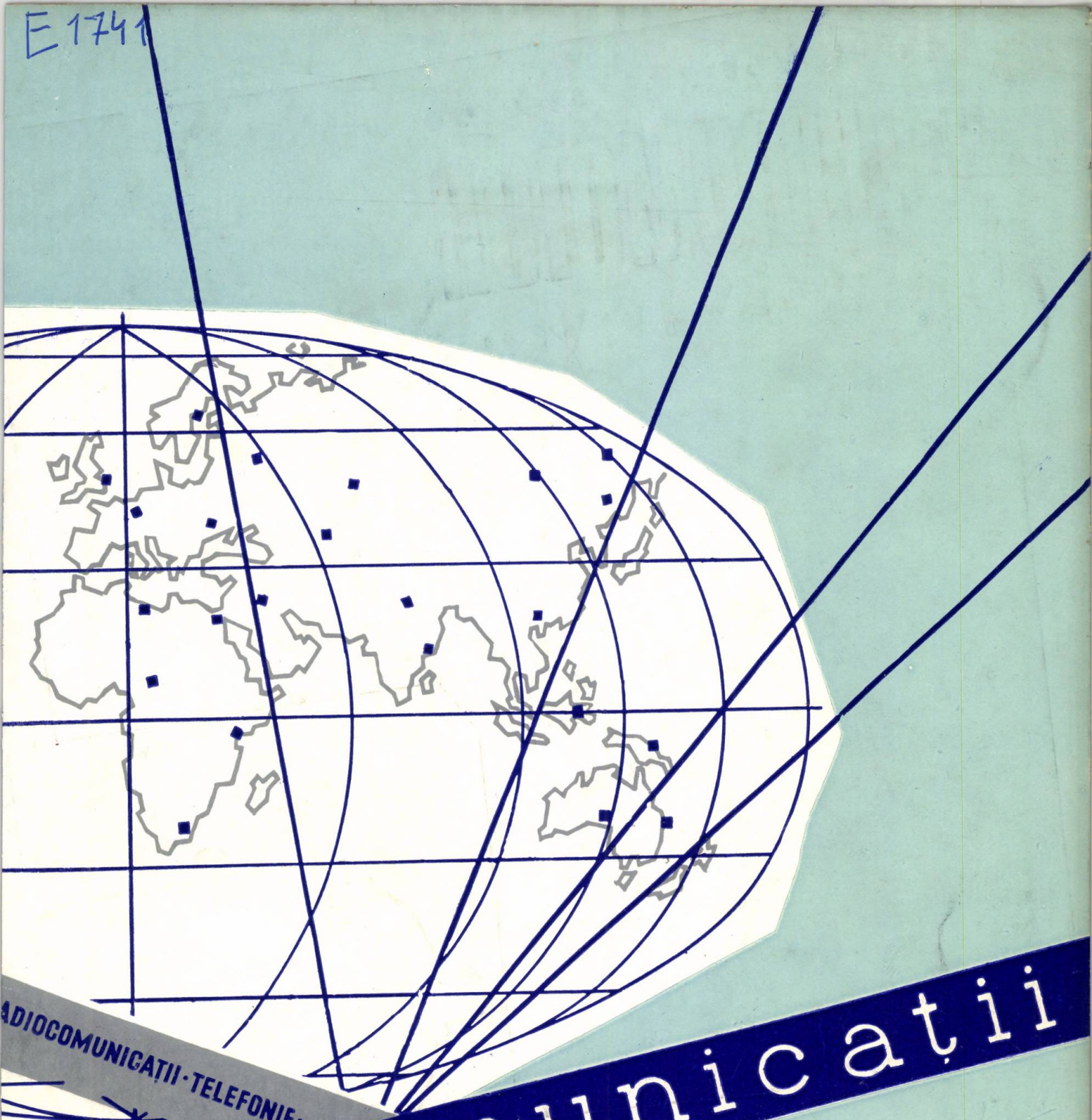
Informații și înscrieri la agențiile și filialele O.N.T. Carpați din toată țara.

B

Folosiți serviciul de telefonare a telegramelor

- în București formați 11.38.00 — 11.18.90
- în provincie cereți centralei telefonice: „Serviciul de telefonare a telegramelor"

E 1741



RADIOCOMUNICAȚII · TELEFONIE ·

telecomunicații

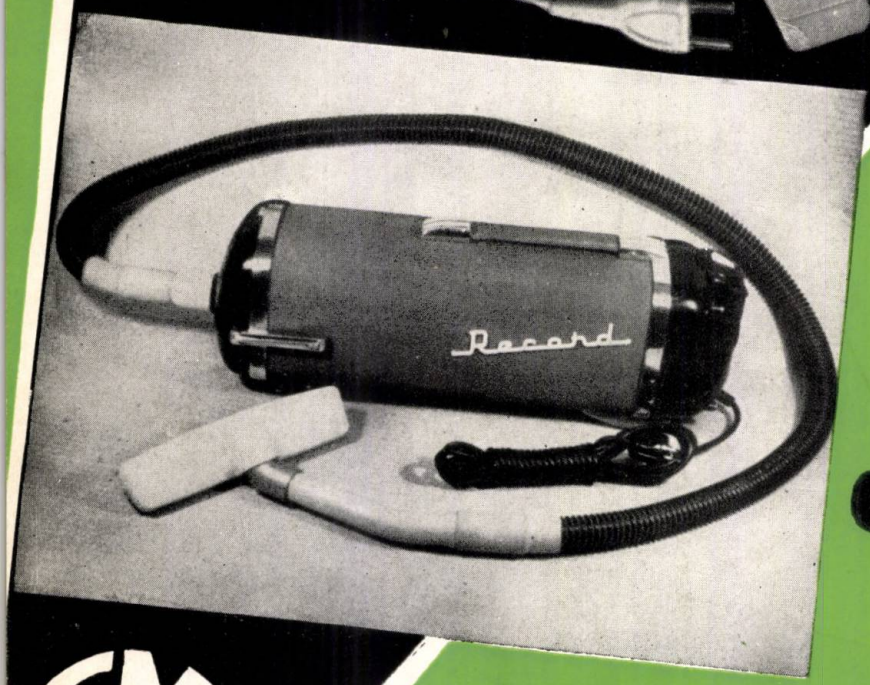
TELEGRAFIE · TELEVIZIUNE · ELECTROACUSTICĂ

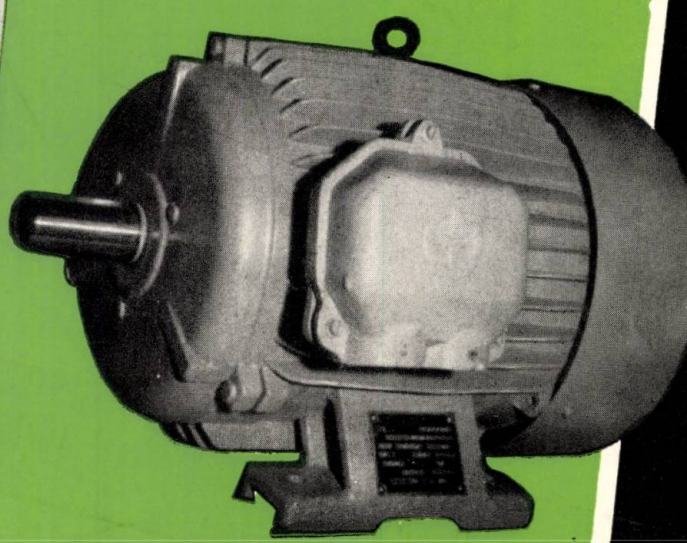
1964

4

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 8 ★ Nr. 4 ★ p. 145 — 192 ★ București ★ iulie 1964

Întreprinderea ELECTROMOTOR TIMIȘOARA





Execută:

- **motoare electrice asincrone trifazate, cu rotorul în scurtcircuit, protecție IP 44, de 4—30 kW**
- **aspiratoare de praf tip „Record"**
- **uscătoare de păr tip „Zefir"**
- **ventilatoare de masă**

telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 8 Nr. 4 iulie

Comitetul de redacţie

ing. I. ANDREESCU, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAIEŞ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în ştiinţe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, ing. B. IONIŢĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECŞULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

MUSZAKI KÖNYVTÁRÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

CUPRINS

CZ 621.376.3 : 621.382.3

CARTIANU, GH. şi SCHUSTER, B. : **Modulator de frecvenţă cu tranzistor utilizînd circuitul natural de defazare bază-emitor al tranzistorului**

Lucrarea cuprinde studiul teoretic şi experimental precum şi realizarea practică a unui nou tip de modulator de frecvenţă cu tranzistor. În modulatorul studiat se foloseşte circuitul natural de defazare, (din schema echivalentă a tranzistorului) constituit din capacitatea $C_{b'e}$ şi rezistenţa $\gamma_{bb'}$ de la intrarea tranzistorului.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 4, pag. 145–150

CZ 621.392.52

ŞTEFĂNESCU, S. : **Filtre economice**

Se definesc filtrele economice şi se arată procedeul folosirii transformării Norton în vederea reducerii numărului de elemente componente. Se analizează procedeul Rumpelt pentru calculul grafic al polilor de atenuare. În încheiere se exemplifică cele tratate prin proiectarea unui filtru de cale.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 4, pag. 150–157

CZ 621.395.67

FRATU, IL. : **Instalaţii de antene colective**

Se face o prezentare sistematizată a instalaţiilor de antene colective, descriindu-se părţile principale : grupul de antene, grupul de amplificatoare şi reţeaua de distribuţie la abonaţi. Se face o analiză mai amănunţită a reţelelor de distribuţie, dîndu-se relaţii de proiectare.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 4, pag. 158–165

CZ 621.395.722

BARBU, E. şi IAROVICI, I. : **Posibilităţi de simplificare şi modernizare a registrului din CTA 7 A 2**

În lucrare se face o analiză a părţii de recepţie şi înregistrare a impulsiilor din registrul centralei 7 A 2 şi sinteza unui numărător cu număr minim de relee care să înlocuiască partea de recepţie din registrul centralei automate a centralei 7 A 2.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 4, pag. 166–176

CZ 21.395.625 : 621.376.3

MARIN, V. şi RADU, V. : **Instalaţii de recepţie pentru radiocomunicaţii cu deviaţie de frecvenţă de tip F-1 şi F-6**

Lucrarea tratează particularităţile recepţiei în radiotelegrafie cu deviaţie de frecvenţă. Se prezintă schemele de principiu şi performanţele instalaţiilor realizate în laboratorul Centrului Radio-Bucureşti.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 4, pag. 176–180

NOI RADIORECEPTOARE ROMÎNEŞTI

CZ 621.396.62

MIHĂILESCU, E. : **Radioreceptoarele „Darclée 2", Select 2", „Carmen 3" şi „Mioriţa 3"**

Se expun caracteristicile şi performanţele aparatelor de radio fabricate la Uzinele Electronica, în noi variante introduse în fabricaţia de serie din semestrul II/1963.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 4, pag. 181–183

Revista „TELECOMUNICAŢII", organ al Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R. P. R. — Redacţia şi Administraţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 – 18.25.75. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament : Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Calea Griviţei nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B. R. P. R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. — Preţul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică Informaţia – Bucureşti c. 1674

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.376.2:621.382.3

CARTIANU, GH. и SCHUSTER, B.: **Частотный модулятор с транзистором использующий натуральную дефазирующую цепь база-эмиттер транзистора.**

Статья содержит теоретическое и экспериментальное изучение и практическое выполнение нового типа частотного модулятора с трансзистором. В изученном модуляторе используется натуральную цепь разности фаз (из эквивалентной схемы транзистора) состоящую из емкости $C_{b,e}$ и сопротивления $\gamma_{bb'}$ включенные на входе транзистора.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), № 4, стр. 145—150

ДК 621.392.52

ŞTEFĂNESCU, S.: **Экономические фильтры.**

Определяются экономические фильтры и показывается способ использования преобразования Нортона с целью сокращения числа составных элементов. Анализируется метод Румпельта для графического расчета затухающих полюсов. В заключении, изложенный материал иллустрируется проектированием одного фильтра.

Telecomunicaţii Бухарест, 8(1964), № 4, стр. 150—157

ДК 621.396.67

FRATU, IL.: **Устройства коллективных антени.**

Показывается систематизированное представление устройств коллективных антенн, описывая основные части: группу антенн, группу усилителей и распределительная сеть к абонентам. Более глубоко анализируется распределительные сети, представляя данные по проектированию.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) № 4, стр. 158—165

ДК 621.395.722

BARBU, E., IAROVICI, I.: **Возможности упрощения и модернизации регистра АТС типа 7 А 2.**

В работе анализируется часть регистра, которая принимает и регистрирует импульсы, станции типа 7 А 2 и синтетизируется счетчик с минимальным числом реле, заменяющий приемную часть регистра телефонной автоматической станции типа 7 А 2.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), № 4, стр. 166—176

ДК 621.396.625:621.376.3

MARIN, V., RADU, V.: **Приемное устройство для радиосвязи с частотной манипуляцией типа F—1 й F—6.**

Работа анализирует особенности радиотелеграфного приема с частотной манипуляцией. Представляются принципиальные схемы и показатели устройств изготовляемых в лаборатории Бухарестского радиоцентра,

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), № 4., стр. 186—180

Новые румынские радиоприемники.

ДК 621,396.62

MIHĂILESCU, E.: **Радиоприемники „Дарклэ 2", „Селект 2", Кармен 3" й „Миорица 3".**

Представляются характеристики и достижения радиоприемников изготовляемых заводом „Электроника" как новые варианты серийного производства которых начато со вторым кварталом 1963 г.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), № 4, стр. 181—183

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.376.3:621.382.3

CARTIANU, GH. und SCHUSTER, B.: **Ein Transistorfrequenzmodulator auf Grunde der natürlichen Phasenverschiebungskreises Basis-Emitter der Transistors.**

Es wird ein theoretisches und ein experimentelles Studium über eine neue Type von Transistorfrequenzmodulatoren durchgeführt. Der Modulator verwendet als Phasenverschieber der natürliche Eingangskreis, der von der Kapazität $C_{b'e}$ und der Widerstand $\gamma_{bb'}$ gebildet wird.

Telecomunicaţii, Bucharest, 8 (1964), nr. 4, p. 145—150

DK 621.392.52

ŞTEFĂNESCU, S.: **Sparsame Filter.**

Der Begriff der sparsamen Filter wird bestimmt und das Norton-Verfahren wird verwendet, zwecks der Verminderung der Zahl der Bausteine. Für die graphische Berechnung der Dämpfungspolen wird das Rumpelt-Verfahren analysiert. Als Beispiel wird ein Kanalfilter durchaus berechnet.

Telecomunicaţii, Bucharest, 8 (1964), nr. 4, p. 150—157

DK 621.396.67

FRATU, IL.: **Gemeinschaftsantennenanlagen**

Es wird eine systematische Darlegung der Gemeinschaftsantennenanlagen durchgeführt; die Hauptglieder- die Antennengruppe, die Verstärkergruppe und das Verteilungsnetz- werden beschrieben. Ausführlicher wird das Verteilungsnetz analysiert und Projektierungsbeziehungen werden daran geliefert.

Telecomunicaţii, Bucharest, 8 (1964), nr. 4, p. 158—165

DK 621.395.722

BARBU, E. und IAROVICI, I.: **Über die Möglichkeit einiger Vereinfachungen und Modernisierungen des Registers des automtaischen Fernsprechams 7A2.**

Es wird eine Untersuchung des Empfang- und Pulsenregistrierungteiles des Registers der Fernsprechamt 7A2 durchgeführt und ein Pulsenzähler mit einer Mindestzahl von Relais wird synthetisiert, anstelle des Empfangsteiles des heutigen Registers.

Telecomunicaţii, Bucharest, 8 (1964), nr. 4, p. 166—176

DK 621.396.625:621.376.3

MARIN, V. und RADU, V.: **Empfangseinrichtung für Funkverbindungen mti Frequenzmodulation der Typen F_1 und F_6.**

Es werden die Einzelheiten des Funktelegraphiempfanges mit Frequenzhub der Typen F_1 und F_6 behandelt. Die Prinzipschaltbilder und die Kennwerte der im Laboratorium des Funkzentrums Bukarest ausgeführten Einrichtungen werden dargelegt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), nr. 4, p. **176—180**

Neue rumänische Empfänger.

DK 621.396.62

MIHAILESCU, E.: **Die Empfänger „Darclée 2", „Select 2", „Carmen 3" und „Miorița 3".**

Es werden die Kennwerte der von den „Electronica" — Werke ausgeführten Empfänger dargelegt, und zwar in den neuen Varianten, derer Fabrikation begann im II-ter Halbjahr 1963.

Telecomunicaţii Bukarest, 8 (1964), nr. 4, p. 181—183

telecomunicații

Anul VIII • nr. 4 • iulie 1964

Prof. ing. GHEORGHE CARTIANU
Membru corespondent al Academiei R.P.R.
Ing. BRUNO SCHUSTER

Modulator de frecvență cu tranzistor utilizînd circuitul natural de defazare bază-emitor al tranzistorului

1. INTRODUCERE

La frecvențe mai joase decît frecvența limită $f_{\alpha e}$ a tranzistorului în conexiunea cu emitorul la masă, parametrii tranzistorului sînt mărimi reale; în acest caz tranzistorul poate fi utilizat ca modulator, în mod analog cu un tub de reactanță, cuplînd colectorul cu baza printr-un circuit de defazare de aproximativ $\frac{\pi}{2}$ (fig. 1) [1]. La frecvențe mai înalte decît $f_{\alpha e}$, trebuie să se țină seama că parametrii tranzistorului sînt mărimi complexe; în acest caz, ca circuit de defazare se poate folosi circuitul de intrare al tranzistorului cu emitorul la masă.

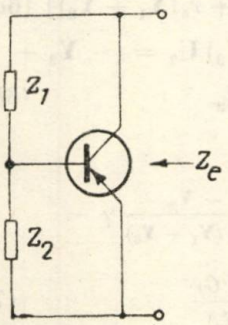


Fig. 1. *Schema de principiu a tranzistorului de reactanță cu emitorul la masă*

2. SCHEMA ECHIVALENTĂ A TRANZISTORULUI ÎN REGIUNEA FRECVENȚELOR MEDII ȘI ÎNALTE

În acest caz, pentru analizarea fenomenelor este potrivit să se folosească o schemă echivalentă de tip Giacoletto. În figura 2 este reprezentată schema corespunzătoare în π hibrid cu emitorul la masă [2].

În această schemă s-a notat:

$r_{bb'}$ — rezistența bazei;

$C_{b'e}$ — capacitatea emitorului, în cea mai mare parte capacitate de difuzie;

$C_{b'c}$ — capacitatea colectorului formată din capacitatea de barieră, care depinde de tensiunea colectorului, și capacitatea de difuzie, care depinde de curentul i_e al emitorului, în punctul mediu de funcționare;

g_m — panta internă a emitorului;

$\alpha_e = \frac{\alpha_{e0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_{\alpha e}}}$ — factorul de amplificare de curent în conexiunea cu emitorul la masă.

Se presupune că se lucrează la frecvențe relativ înalte la care este îndeplinită condiția

$$\sqrt{f_{\alpha e} f_{\alpha b}} < f < f_{\alpha b} \qquad (1)$$

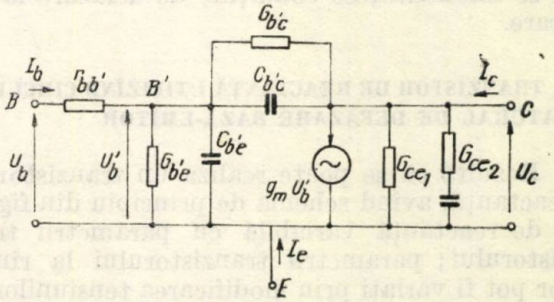


Fig. 2. *Schema echivalentă în π hibrid a tranzistorului*

în care $f_{\alpha b}$ și $f_{\alpha e}$ sînt frecvențele de tăiere, respectiv în conexiunea cu baza la masă și în conexiunea cu emitorul la masă.

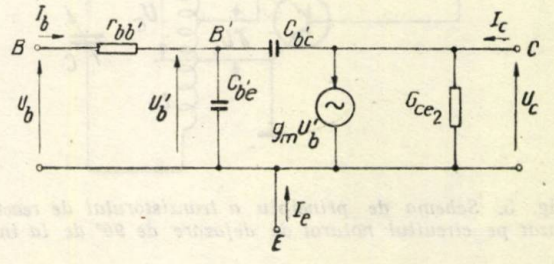


Fig. 3. *Schema echivalentă în π hibrid simplificată, valabilă la frecvențe înalte $\sqrt{f_{\alpha e} f_{\alpha b}} < f < f_{\alpha b}$*

La aceste frecvențe, schema echivalentă a tranzistorului în conexiunea cu emitorul la masă se reduce la schema din figura 3.

În schema din figura 3 au fost neglijate rezistențele în paralel cu reactanțele, efectul lor fiind mic la frecvențele înalte.

În general, în banda de frecvență definită de relația (1) este îndeplinită condiția

$$r_{bb'} > \frac{1}{\omega C_{b'e}} \tag{2a}$$

și circuitul de la intrare formează un circuit natural de defazare de aproximativ 90°. [3], [4].

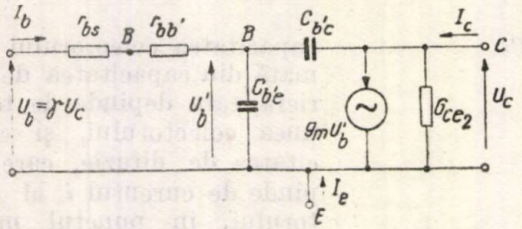


Fig. 4. *Schema echivalentă în π hibrid simplificată a tranzistorului cu o rezistență suplimentară r_{bs} la intrare, cu reacție între ieșire și intrare: $U_i = \gamma U_c$*

Prin adăugarea unei rezistențe suplimentare r_{bs} la intrare, (fig. 4), rezultă :

$$r_b = r_{bb'} + r_{bs} \gg \frac{1}{\omega C_{b'e}} \tag{2b}$$

și se îmbunătățesc condițiile de defazare la intrare.

3. TRANZISTOR DE REACTANȚĂ UTILIZÎND CIRCUITUL NATURAL DE DEFAZARE BAZĂ-EMITOR

Rezultă că se poate realiza un tranzistor de reactanță, avînd schema de principiu din figura 5 de reactanță variabilă cu parametrii tranzistorului; parametrii tranzistorului la rîndul lor pot fi variați prin modificarea tensiunilor de polarizare.

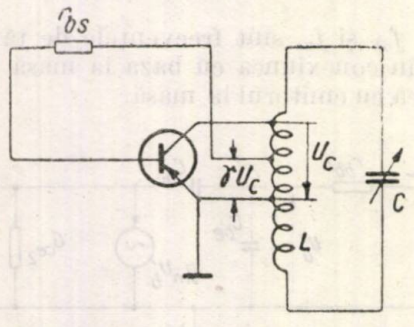


Fig. 5. *Schema de principiu a tranzistorului de reactanță bazat pe circuitul natural de defazare de 90° de la intrare*

În această schemă tensiunea de reacție adusă la baza tranzistorului este :

$$U_i = \gamma U_c \tag{3}$$

în care γ poate avea valori pozitive sau negative.

Pentru a se deduce admitanța de intrare a tranzistorului de reactanță cu schema din figura 5, se pleacă de la ecuațiile tensiunii la noduri ale cuadripolului echivalent tranzistorului din figura 6, care pot fi puse sub forma

$$(\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_3)\mathbf{U}'_1 - \mathbf{Y}_3\mathbf{U}_2 = \mathbf{I}_1 \tag{4a}$$

$$-\mathbf{Y}_3\mathbf{U}'_1 + (\mathbf{Y}_2 + \mathbf{Y}_3)\mathbf{U}_2 + g_m\mathbf{U}'_1 = \mathbf{I}_2 \tag{4b}$$

în care :

$$\mathbf{Y}_1 = G_{b'e} + jB_{b'e} \simeq jB_{b'e} \tag{5a}$$

$$\mathbf{Y}_3 = G_{b'c} + jB_{b'c} \simeq jB_{b'c} \tag{5b}$$

$$\mathbf{Y}_2 \cong G_{ec_2} \tag{5c}$$

$$\mathbf{U}_i = \mathbf{U}_1 \tag{5d}$$

$$\mathbf{U}_e = \mathbf{U}_2 \tag{5e}$$

Deoarece

$$\mathbf{U}_1 - r_b\,\mathbf{I}_1 = \mathbf{U}'_1$$

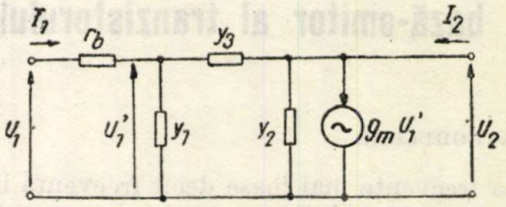


Fig. 6. *Schema echivalentă în π hibrid a tranzistorului cu o rezistență suplimentară: $r_b = r_{bs} + r_{bb'}$*

din relațiile (4) se deduce :

$$(\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_3)\,\mathbf{U}_1 - \mathbf{Y}_3\,\mathbf{U}_2 = \mathbf{I}_1\,[1 + r_b(\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_3)] \tag{6a}$$

$$(-\mathbf{Y}_3 + g_m)\,\mathbf{U}_1 + (\mathbf{Y}_2 + \mathbf{Y}_3)\,\mathbf{U}_2 = (-\mathbf{Y}_3 + g_m)\,r_b\,\mathbf{I}_1 + \mathbf{I}_2 \tag{6b}$$

De aici rezultă :

$$\mathbf{Y}_e = \frac{\mathbf{I}_2}{\mathbf{U}_2} = \frac{\mathbf{I}_c}{\mathbf{U}_c} = \frac{g_m - \mathbf{Y}_3}{1 + r_b\,(\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_3)}\,\gamma + \frac{\mathbf{Y}_3 + \mathbf{Y}_3\,r_b\,(\mathbf{Y}_1 + G)}{1 + r_b\,(\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_3)} \tag{7}$$

Ținînd seama și de relațiile (5), rezultă

$$\mathbf{Y}_e = \frac{\mathbf{I}_c}{\mathbf{U}_c} = \frac{g_m\gamma\,r_b\,B_{b'e}\,B_{b'c} + j\,[B_{b'c}(1-\gamma) + r_b\,g_m\,B_{b'c}]}{1 + j\,r_b\,(B_{b'e} + B_{b'c})} \tag{8}$$

Deoarece $B_{b'e} \gg B_{b'c}$ se poate scrie :

$$\mathbf{Y}_e = \frac{\mathbf{I}_c}{\mathbf{U}_c} = \frac{1}{R_{pe}} + \frac{1}{jX_{pe}} \simeq$$

$$\simeq \frac{\gamma\,g_m - r_b\,\omega^2\,C_{b'e}\,C_{b'c} + j\,[\omega\,C_{b'c}(1-\gamma) + r_b\,g_m\,C_{b'c}]}{1 + j\,r_b\,\omega\,C_{b'e}} + G_{ec_2} \tag{9}$$

Deoarece $r_b \omega C_{b'e} \gg 1$, și având în vedere că $\frac{C_{b'c}}{C_{b'e}} \ll 1$, $r_b g_m > 1 - \gamma$, se poate scrie :

$$-\frac{1}{X_{pe}} \simeq -\frac{g_m}{r_b \omega C_{b'e}} \left(\gamma - \frac{r_b}{g_m} \omega^2 C_{b'e} C_{b'c} \right) =$$

$$= -\frac{\gamma g_m}{\omega r_b C_{b'e}} + \omega C_{b'c} \qquad (10a)$$

$$\frac{1}{R_{pe}} \simeq \gamma \left[\frac{g_m}{(r_b C_{b'e})^2} - \frac{1}{r_b} \frac{C_{b'c}}{C_{b'e}^2} \right] + g_m \frac{C_{b'c}}{C_{b'e}} + G_{ec_2} \qquad (10b)$$

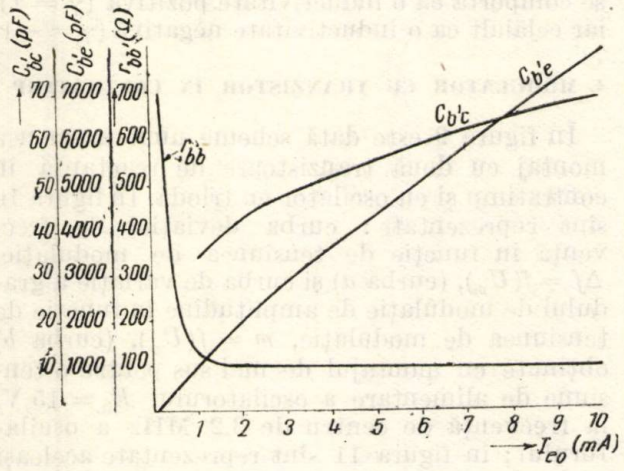


Fig. 7. *Curbele de variație ale mărimilor $r_{bb'}$, $c_{b'e}$, $c_{b'c}$ în funcție de curentul emitorului i_{eo} la un tranzistor de putere mică*

Circuitul de intrare introduce în plus o conductanță egală aproximativ cu $\frac{\gamma^2}{r_b}$ (raportată la bornele $C - E$) și o susceptanță egală aproximativ cu $\frac{\gamma^2}{r_b^2 \omega C_{b'e}}$ (raportată la bornele $C-E$).

În regiunea frecvențelor medii și înalte, susceptanța introdusă de circuitul de intrare poate fi neglijată față de susceptanța $\frac{1}{X_{pe}}$.

Expresiile (10) ne arată că la ieșire tranzistorul se comportă ca un circuit constituit dintr-o inductivitate dată de

$$\frac{1}{L_e} = \frac{\gamma g_m}{r_b C_{b'e}} \qquad (11)$$

în paralel cu o capacitate

$$C_e = C_{b'c} \qquad (12)$$

și o rezistență dată de relația (10*b*).

Parametrii tranzistorului variază în limite mari cu i_e și cu tensiunea u_{cb} [3], [4].

Rezistența $r_{bb'}$, scade repede cu i_e, rămînînd apoi aproape constantă pentru valori ale curentului i_e suficient de mari.

Capacitatea $C_{b'e}$ crește aproape proporțional cu curentul i_e, ajungînd la valori importante pentru curenți de 10—20 mA.

Parametrul g_m crește cu curentul i_e.

Capacitatea $C_{b'c}$ este formată dintr-o capacitate de difuzie, care crește puțin cu i_e, și o capacitate de barieră de valoare mai mare, care variază aproximativ invers proporțional cu $\sqrt{u_{ce}}$.

Mărimea $\frac{g_m}{r_b C_{b'e}}$ la început crește, trece printr-un maxim și apoi scade cu curentul i_e.

În figura 7 sînt reprezentate curbele de variație ale mărimilor $C_{b'e}$, $r_{bb'}$, $C_{b'c}$ și în figura 8 sînt reprezentate curbele de variație ale mărimii $\frac{g_m}{r_b C_{b'e}}$ în funcție de i_{eo}, pentru un tranzistor de mică putere, avînd frecvența limită $f_{\alpha b}$ de 13 MHz (i_{eo} este valoarea curentului emitorului de repaus, înainte de aplicarea oscilației de înaltă frecvență). Curbele din figura 8 au fost ridicate prin măsurarea susceptanței echivalente introduse de tranzistor pentru $\gamma = 1'$ și $\gamma = -1$; diferența între valorile obținute este egală cu $-\frac{2 g_m}{r_b C_{b'e}}$.

Pentru măsurare s-a folosit metoda substituției; ca generator de înaltă frecvență a

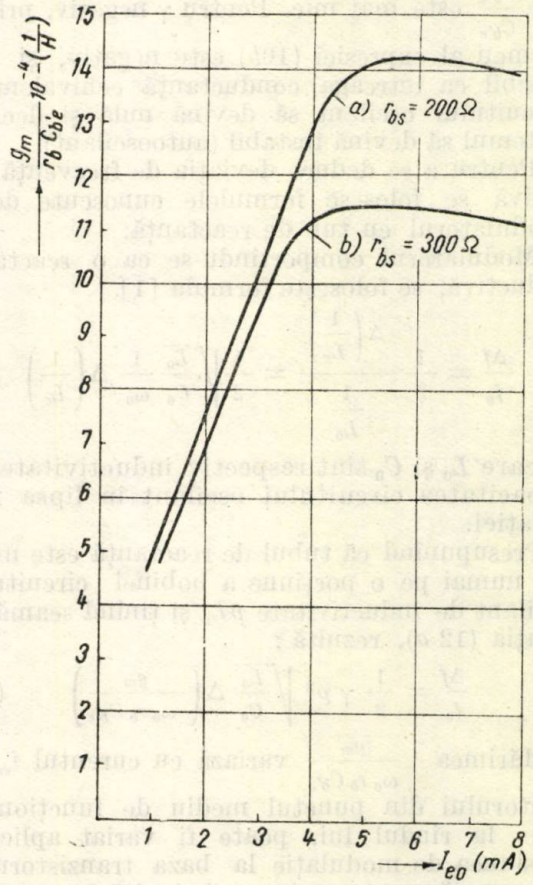


Fig. 8. *Curbele de variație ale mărimii* $\frac{g_m}{r_b C_{b'e}} 10^{-4} \left(\frac{1}{H}\right)$ *în funcție de curentul emitorului ; a)* $r_{bs} = 200\ \Omega$; *b)* $r_{bs} = 300\,\Omega$

fost utilizat oscilatorul din figura 9, alimentat la tensiunea $E_a = 15$ V. Se observă că din cauza variației neliniare a parametrilor în funcție de i_e, valorile determinate experimental

sînt valori medii, care depind de amplitudinea curentului alternativ.

Se poate varia susceptanța $-\frac{1}{X_{pe}}$ și deci și frecvența oscilatorului în două moduri: variind curentul i_e sau variind tensiunea u_{ce}.

Atunci cînd se obține modulația în frecvență prin variația curentului i_e se ia γ suficient de mare (de exemplu $\gamma = 1$) și se utilizează porțiunea de variație crescătoare a mărimii $\frac{g_m}{r_b C_{b'e}}$ (fig. 8); în acest caz variația susceptanței este determinată de $\frac{1}{L_e}$ și tranzistorul de reactanță se comportă ca o inductivitate.

Mărimea $\frac{1}{L_e}$ este pozitivă sau negativă în același timp cu γ și variază cu i_e în același mod ca și factorul $\frac{g_m}{r_b C_{b'e}}$.

Conductanța $\frac{1}{R_{pe}}$ este cu atît mai mică cu cît factorul $r_b \omega C_{b'e}$ este mai mare și cu cît raportul $\frac{C_{b'c}}{C_{b'e}}$ este mai mic. Pentru γ negativ, primul termen al expresiei (10*b*) este negativ, și este posibil ca întreaga conductanță echivalentă a circuitului oscilant să devină nulă și deci ca sistemul să devină instabil (autooscilant).

Pentru a se deduce deviația de frecvență relativă se folosesc formulele cunoscute de la modulatorul cu tub de reactanță.

Modulatorul comportîndu-se ca o reactanță inductivă, se folosește formula [1].

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta\left(\frac{1}{L_e}\right)}{\frac{1}{L_0}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{1}{\omega_0} \Delta\left(\frac{1}{L_e}\right) \quad (13)$$

în care L_0 și C_0 sînt respectiv inductivitatea și capacitatea circuitului oscilant în lipsa modulației.

Presupunînd că tubul de reactanță este montat numai pe o porțiune a bobinei circuitului oscilant de inductivitate pL_0 și ținînd seamă de relația (12 *a*), rezultă:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2} \gamma p^2 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \Delta\left(\frac{g_m}{\omega_0 r_b C_{b'e}}\right) \quad (14)$$

Mărimea $\frac{g_m}{\omega_0 r_b C_{b'e}}$ variază cu curentul i_{eo} al emitorului din punctul mediu de funcționare care, la rîndul lui, poate fi variat aplicînd tensiunea de modulație la baza tranzistorului (suprapusă peste tensiunea de înaltă frecvență).

Deviația de frecvență este cu atît mai mare cu cît factorul $\omega_0 r_b C_{b'e}$ este mai mic, dar în același timp crește efectul conductanței introduse de tranzistorul de reactanță și modulația parazită de amplitudine se mărește.

Pentru a se evita o amortizare prea mare a circuitului oscilant din cauza rezistenței mici (mai mică decît $\frac{r_b}{p^2}$) introdusă de modulator, ieșirea din tranzistor trebuie conectată pe o porțiune redusă a circuitului oscilant ($p < 1$); în același timp se reduce atît deviația de frecvență cît și modulația parazită de amplitudine.

În vederea îmbunătățirii liniarității caracteristicii de modulație, a reducerii modulației parazite de amplitudine și a îmbunătățirii stabilității frecvenței de centru, se poate folosi un modulator format din două tranzistoare de reactanță în montaj în contratimp, dintre care unul se comportă ca o inductivitate pozitivă ($\gamma = 1$), iar celălalt ca o inductivitate negativă ($\gamma = -1$)

4. MODULATOR CU TRANZISTOR ÎN CONTRATIMP

În figura 9 este dată schema unui asemenea montaj cu două tranzistoare de reactanță în contratimp și cu oscilator cu triodă. În figura 10 sînt reprezentate: curba deviației de frecvență în funcție de tensiunea de modulație, $\Delta f = f(U_m)$, (curba *a*) și curba de variație a gradului de modulație de amplitudine în funcție de tensiunea de modulație, $m = f(U_m)$, (curba *b*) obținute cu montajul de mai sus pentru o tensiune de alimentare a oscilatorului $E_a = 15$ V, la frecvență de centru de 3,2 MHz a oscilatorului; în figura 11 sînt reprezentate aceleași curbe în cazul cînd tensiunea de alimentare a oscilatorului este $E_a = 12{,}5$ V. Diferențele dintre curbele obținute se explică prin faptul că o dată cu variația tensiunii de alimentare, variază amplitudinea oscilației și în același timp și valorile medii ale parametrilor $r_{bb'}$, $C_{b'e}$, g_m ai tranzistorului în timpul unei perioade a oscilației de înaltă frecvență.

Se constată că se obține o deviație de frecvență destul de mare (circa 6 kHz la frecvența de 3,2 MHz), cu o liniaritate bună și un grad de modulație parazită de amplitudine redus (sub 6%) în cazul cînd tensiunea de alimentare a oscilatorului este $E_a = 15$V. Prin folosirea unui montaj în contratimp echilibrat, în același timp se îmbunătățește stabilitatea frecvenței de centru. Evident, că în locul oscilatorului cu tub folosit în experiențele efectuate, se poate utiliza un oscilator cu tranzistor.

Reglajul modulatorului pentru echilibrarea montajului se face prin modificarea celor două rezistențe de polarizare a bazei tranzistorului. În montajul realizat curentul emitorului pentru fiecare tranzistor a fost reglat la aproximativ 1,5 mA.

Atunci cînd se obține modulația în frecvență prin variația tensiunii u_{ce}, se întrerupe reacția ($\gamma = 0$) și se utilizează variația capacității $C_{b'c}$ cu tensiunea u_{ce}. Deviația de frecvență relativă este în acest caz [1]

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{1}{2} p^2 \frac{\Delta C_{b'c}}{C_0} \quad (16)$$

În acest mod de lucru (bazat pe variația capacității $C_{b'c}$) se obțin deviații de frecvență mai mici decît în primul mod de lucru (bazat pe variația factorului $\frac{g_m}{r_b C_{b'c}}$) și nu se poate lucra în montaj echilibrat, dar circuitul

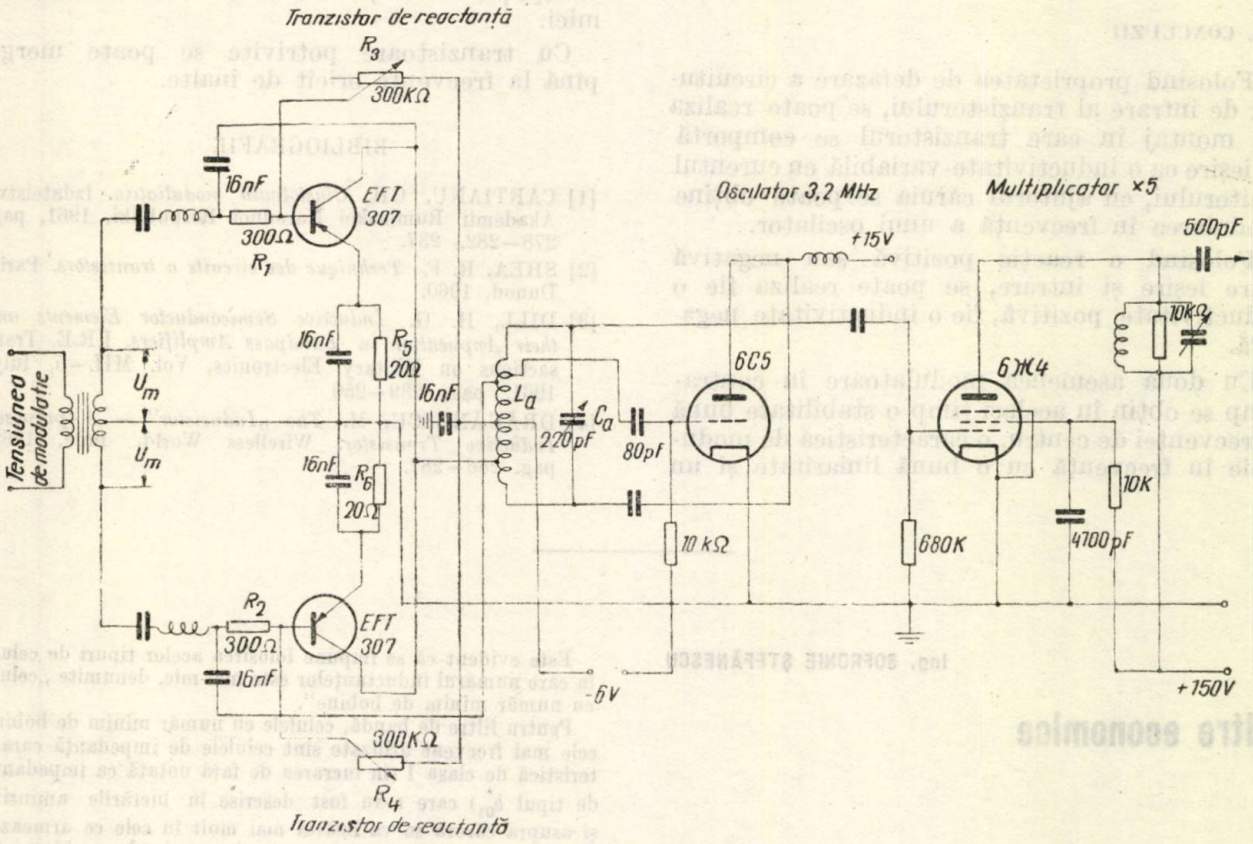


Fig. 9. *Schema unui modulator format din două etaje în contratimp de tipul celui din figura 5, și a oscilatorului modulat în frecvență*

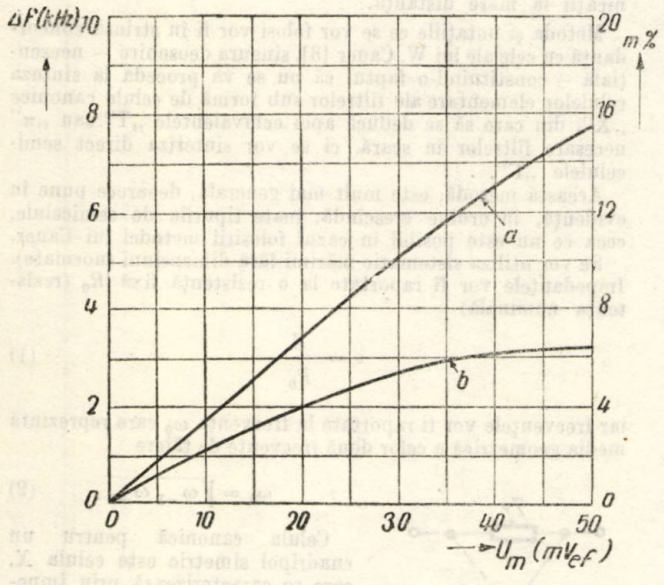


Fig. 10. *Caracteristicile de modulație de frecvență și de amplitudine pentru montajul avînd schema din figura 9 (în cazul $E_a = 15$ V)*

a – curba $\Delta f = f(Um)$ de variație a deviației de frecvență în funcție de tensiunea de modulație; *b* – curba $m = f(Um)$ de variație a gradului de modulație de amplitudine, în funcție de tensiunea de modulație.

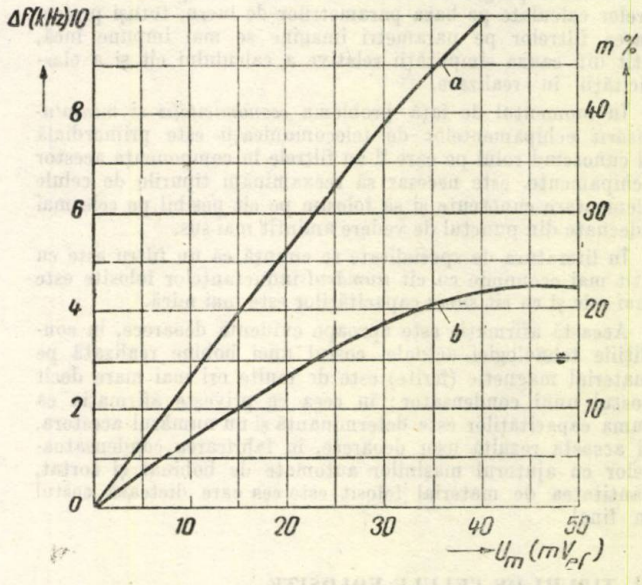


Fig. 11. *Caracteristicile de modulație de frecvență și de amplitudine pentru montajul avînd schema din figura 9 (în cazul $E_a = 12{,}5$ V)*

a – curba $\Delta f = f(Um)$ de variație a deviației de frecvență în funcție de tensiunea de modulație; *b* – curba $m = f(Um)$ de variație a gradului de modulație de amplitudine, în funcție de tensiunea de modulație.

oscilant este mai puțin amortizat, modulația parazită de amplitudine este mai mică și se poate lucra la o frecvență purtătoare mai mare.

5. CONCLUZII

Folosind proprietatea de defazare a circuitului de intrare al tranzistorului, se poate realiza un montaj în care tranzistorul se comportă la ieșire ca o inductivitate variabilă cu curentul emitorului, cu ajutorul căruia se poate obține modularea în frecvență a unui oscilator.

Folosind o reacție pozitivă sau negativă între ieșire și intrare, se poate realiza fie o inductivitate pozitivă, fie o inductivitate negativă.

Cu două asemenea modulatoare în contratimp se obțin în același timp o stabilitate bună a frecvenței de centru, o caracteristică de modulație în frecvență cu o bună liniaritate și un grad de modulație parazită de amplitudine redus.

Pe de altă parte montajul este simplu, ocupă un spațiu redus și cere tensiuni de alimentare mici.

Cu tranzistoare potrivite se poate merge pînă la frecvențe oricît de înalte.

BIBLIOGRAFIE

[1] CARTIANU, GH. *Ciastotnaia moduliații.* Izdatelstvo Akademii Rumînskoi Narodnoi Respubliki, 1961, pag. 278–282, 237.

[2] SHEA, R. F. *Technique des circuits a transistors.* Paris, Dunod, 1960.

[3] DILL, H. G. *Inductive Semiconductor Elements and their Application in Bandpass Amplifiers.* I.R.E. Transactions on Military Electronics, Vol. MIL–5, Iuly, 1961, pag. 239–250

[4] DRĂGĂNESCU, M. *The „Indusistor" – A proposed Inductive Transistor.* Wirelless World, Iune, 1962, pag. 286–287.

Ing. SOFRONIE ȘTEFĂNESCU

Filtre economice

I. INTRODUCERE

Cu toate progresele făcute în ultimul timp în teoria filtrelor calculate pe baza parametrilor de lucru, totuși proiectarea filtrelor pe parametri imagine se mai impune încă, atît din cauza simplității relative a calculului cît și a elasticității în realizare.

În momentul de față problema *economicității* și *miniaturizării* echipamentelor de telecomunicații este primordială și cunoscînd rolul pe care îl au filtrele în componența acestor echipamente, este necesar să reexaminăm tipurile de celule elementare cunoscute și să folosim pe cît posibil pe cele mai adecuate din punctul de vedere amintit mai sus.

În literatura de specialitate se enunță că un filtru este cu atît mai economic cu cît *numărul* inductanțelor folosite este mai mic și cu cît *suma* capacităților este mai mică.

Această afirmație este aproape evidentă deoarece, în condițiile tehnologiei actuale, costul unei bobine realizată pe material magnetic (ferite) este de multe ori mai mare decît costul unui condensator; în ceea ce privește afirmația că suma capacităților este determinantă și nu numărul acestora, și aceasta rezultă ușor deoarece, în fabricarea condensatoarelor cu ajutorul mașinilor automate de bobinat și sortat, cantitatea de material folosit este cea care dictează costul în final.

II. TIPURI DE CELULE FOLOSITE

În lucrările de specialitate [3], [4], [5] au fost expuse o serie de tipuri de celule elementare în care pentru filtrele de bandă, care se întîlnesc cel mai frecvent în practică, nu s-a pus accentul pe folosirea cu preponderență a condensatoarelor sau inductanțelor.

Este evident că se impune folosirea acelor tipuri de celule în care numărul inductanțelor este mai mic, denumite „celule cu număr minim de bobine".

Pentru filtre de bandă, celulele cu număr minim de bobine cele mai frecvent utilizate sînt celulele de impedanță caracteristică de clasa I (în lucrarea de față notată ca impedanțe de tipul b_{01}^{*}) care n-au fost descrise în lucrările amintite și asupra cărora se va insista mai mult în cele ce urmează, deoarece folosirea acestora pune și o serie de probleme în legătură cu determinarea toleranțelor elementelor.

Menționăm că, aceste celule sînt folosite aproape în exclusivitate în construcția echipamentelor moderne de comunicații la mare distanță.

Metoda și notațiile ce se vor folosi vor fi în strînsă concordanță cu cele ale lui W. Cauer [3], singura deosebire – neesențială – constituind-o faptul că nu se va proceda la sinteza celulelor elementare ale filtrelor sub formă de celule canonice „X", din care să se deducă apoi echivalentele „T" sau „π" necesare filtrelor în scară, ci se vor sintetiza direct semicelulele „Γ".

Această metodă, este mult mai generală, deoarece pune în evidență, în ordine crescîndă, toate tipurile de semicelule, ceea ce nu este posibil în cazul folosirii metodei lui Cauer.

Se vor utiliza sistematic mărimi fără dimensiuni (normate). Impedanțele vor fi raportate la o rezistență fixă R_0 (rezistența nominală)

$$z = \frac{Z}{R_0} \tag{1}$$

iar frecvențele vor fi raportate la frecvența ω_0 care reprezintă media geometrică a celor două frecvențe de tăiere

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{-1}\,\omega_{+1}}. \tag{2}$$

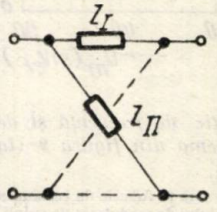


Fig. 1. *Celula canonică X*

Celula canonică pentru un cuadripol simetric este celula *X*, care se caracterizează prin impedanțele-punte Z_I și Z_{II} (fig. 1).

Pentru un cuadripol reactiv

$$Z_I = j\,X_I\,, \qquad Z_{II} = j\,X_{II}\,. \tag{3}$$

Relațiile care stabilesc legătura dintre impedanța caracteristică, impedanțele-punte, raportul-punte și exponentul de transfer pe imagine sînt:

$$Z_c = \sqrt{Z_I Z_{II}} = \sqrt{-X_I X_{II}} \tag{4}$$

$$q = \sqrt{\frac{Z_I}{Z_{II}}} = \sqrt{\frac{X_I}{X_{II}}} = \text{th}\,\frac{\gamma}{2}. \tag{5}$$

$$g = a + j\,b$$

a fiind atenuarea pe imagini și
b defazarea pe imagini

Din relația (4) rezultă că impedanța caracteristică Z_c este sau reală (domeniu de frecvență în care X_I și X_{II} sînt de semne contrare) sau imaginară (domeniu de frecvență în care X_I și X_{II} sînt de același semn). Raportul-punte este complementar, adică acolo unde Z_c este reală, q este imaginar și invers.

Aceste funcții care prezintă numai domenii, sau pur reale sau pur imaginare, au fost denumite de Cauer funcții „Q".

Exponentul de transfer pe imagini al celulei X este:

$$g = \ln \frac{1+\frac{Z_I}{Z_{II}}}{1-\frac{Z_I}{Z_{II}}} = \ln \frac{1+q}{1-q} \tag{6}$$

Dacă raportul-punte este pur real, sînt posibile două cazuri:

pentru $q = 0 \ldots 1$

$$a = \ln \frac{1+q}{1-q} \tag{7}$$

$$b = 0$$

pentru $q = 1 \ldots \infty$

$$a = \ln \frac{q+1}{q-1} \tag{8}$$

$$b = 180°$$

Dacă raportul-punte este pur imaginar atunci:

$$a = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{1+q}{1-q} \right|^2 = 0$$

$$b = \text{arc}\,\frac{1+q}{1-q} = 2 \text{ arc tg } q \tag{9}$$

Din aceste relații rezultă următoarele concluzii:

— Dacă raportul-punte este real, atunci atenuarea pe imagini este diferită de zero și defazarea nu poate fi decît zero sau 180°. Aceasta este banda de frecvență teoretică de oprire.

— Dacă raportul-punte este imaginar, atenuarea pe imagini este zero, iar defazarea are o valoare oarecare, acest domeniu reprezentînd banda teoretică de trecere.

Din relațiile (4) și (5) rezultă:

$$Z_I = Z_c q$$

$$Z_{II} = Z_c \frac{1}{q} \tag{10}$$

Semicelula Γ.

Conform teoremei bisecțiunii lui Bartlett, se pot decduce direct echivalentele în T sau Π ale celulei X (fig. 2).

Din aceasta rezultă simplu semicelula Γ de tip T sau Π Realizabilitatea fizică a acestor semicelule depinde dacă ramura $Z_{II} - Z_I$ pentru semicelula Γ, respectiv ramura $\frac{Z_{II} - Z_I}{Z_I Z_{II}}$ pentru semicelula Π, sînt sau nu fizic realizabile.

Remarcăm că Z_I și Z_{II} se pot interverti dacă ajută la realizabilitatea fizică, deoarece aceasta în final nu înseamnă decît intervertirea bornelor secundare.

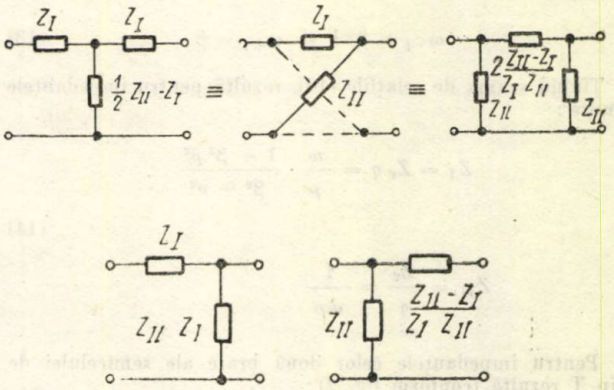


Fig. 2. *Echivalența T și Π a celulei X*

Filtre de bandă de impedanță caracteristică b_{01} (clasa 1)

În ceea ce privește notația filtrelor de bandă, în literatura de specialitate există mai multe moduri, atît în ceea ce privește notația clasei de impedanță, cît și a clasei de atenuare.

Astfel, în clasificarea dată de Cauer [3], impedanțele caracteristice sînt notate cu α, β, γ ($\alpha^*, \beta^*, \gamma^*$), acestea caracterizînd gradul în ω^2 al impedanței caracteristice Z_c^2. G. Kogan definește clasa de impedanță după numărul polilor atenuării de neadaptare și după tipul singularității impedanței caracteristice la frecvențele limită [4]. Noi vom menține notația lui Cauer, însemnînd impedanțele de ordin 2, 3, 4, 5 prin literele b, c, d, e (pentru filtre de bandă, în această notație clasa I nu este prevăzută). Impedanțele b, d, f sînt impedanțe cu punct de singularitate de tip „pol" și se pot obține din impedanțele filtrului „trece jos" printr-o transformare frecvențială.

Impedanțele necanonice sînt cazurile de degenerare ale impedanțelor canonice.

De exemplu pentru o impedanță caracteristică de ordinul 4 (d) frecvențele ω_α și $\omega_{\alpha'}$ pot ocupa o poziție oarecare (fig. 3). În particular una (sau ambele) din aceste două frecvențe se poate confunda cu una din limitele 0, ω_{-1}, ω_1, ∞. Se obțin astfel impedanțe necanonice de ordinul 3 sau chiar de ordinul 2. Impedanțele degenerate sînt notate printr-o literă care caracterizează ordinul și printr-un indice care

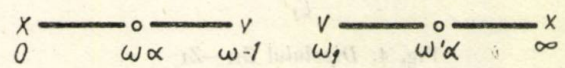


Fig. 3. *Reprezentarea schematică a funcției Z_c*

indică frecvențele limită cu care ω_α ($\omega_{\alpha'}$) confluează. De exemplu, impedanța notată cu b_{01} este de gradul 2 și se obține din impedanța d (grad 4), unde ω_α se confundă cu originea și $\omega_{\alpha'}$ cu frecvența de tăiere ω_1.

Ca exemplificare de semicelule de filtru de bandă vom sintetiza semicelulele de impedanță caracteristică b_{01}^*, care conduc la semicelule cu număr minim de bobine.

Impedanța caracteristică a acestora este:

$$Z_c = \frac{1}{p} \sqrt{\frac{1+\beta^2 p^2}{\beta^2 + p^2}} \tag{11}$$

iar raportul-punte

$$q = m\,[\Phi] \pm 1\,; \quad \Phi = \sqrt{\frac{1+\beta^2 p^2}{\beta^2 + p^2}} \tag{12}$$

În relațiile de mai sus, în locul lui ω_{-1} și ω_1, pentru a accentua că sînt mărimi (fără dimensiuni) normate, s-au introdus notațiile :

$$\omega_{-1} = \beta^{-1} \text{ si } \omega_{+1} = \beta \tag{13}$$

Ținînd seama de relațiile (10), rezultă pentru impedanțele punte :

$$Z_I = Z_c\, q = \frac{m}{p} \cdot \frac{1+\beta^2 p^2}{\beta^2 + p^2}$$

$$Z_{II} = \frac{Z_c}{q} = \frac{1}{mp} \tag{14}$$

Pentru impedanțele celor două brațe ale semicelulei de tip T rezultă (conform fig. 2) :

$$Z_I = \frac{1}{mp}$$

$$Z_{II} - Z_I = \frac{m^2 - \beta^2 + (m^2\beta^2 - 1)p^2}{mp\,(\beta^2 + p^2)} \tag{15}$$

În continuare, problema se rezumă la sinteza acestor doi dipoli, dintre care Z_I este evident format dintr-o capacitate $C_0 = m$, iar pentru dipolul $Z_{II} - Z_I$ există mai multe metode, dintre care cea mai directă este descompunerea în fracții simple :

$$Z_{II} - Z_I = \frac{m^2 - \beta^2 + (m^2\beta^2 - 1)p^2}{mp\,(\beta^2 + p^2)} = \frac{A}{mp} + \frac{Bp}{\beta^2 + p^2} \tag{16}$$

Din identificarea coeficienților rezultă :

$$A = \frac{m^2 - \beta^2}{2}, \qquad B = \frac{m^2(\beta^4 - 1)}{m\beta^2} \tag{17}$$

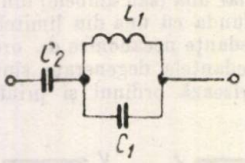


Fig. 4. *Dipolului* Z_{II}—Z_I

Deci, acest dipol este format dintr-o capacitate în serie cu un circuit paralel (fig. 4) :

$$C_2 = \frac{m\beta^2}{m^2 - \beta^2}$$

$$C_1 = \frac{\beta^2}{m\,(\beta^4 - 1)} \tag{18}$$

$$L_1 = \frac{m\,(\beta^4 - 1)}{\beta^4}$$

În final semicelula Γ de tip T este :

$$C_2' = \frac{m}{m^2\beta^2 - 1}$$

$$C_1' = \frac{m^3\,(\beta^4 - 1)}{(m^2 - \beta^2)\,(m^2\beta^2 - 1)} \tag{19}$$

$$L_1' = \frac{(m^2\beta^2 - 1)^2}{m^3\,(\beta^4 - 1)}$$

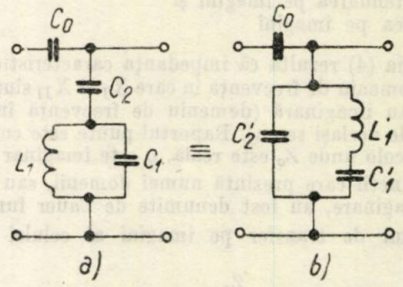


Fig. 5. *Semicelula* Γ *de tip T*

Sinteza semicelulei Γ de tip Π se face similar și rezultă :

$$C_0 = m,$$

$$C_1 = \frac{\beta^4 - 1}{m\beta^2}$$

$$C_2 = \frac{1 - m^2\beta^2}{m\beta^2} \tag{20}$$

$$L_1 = \frac{m\beta^4}{\beta^4 - 1}$$

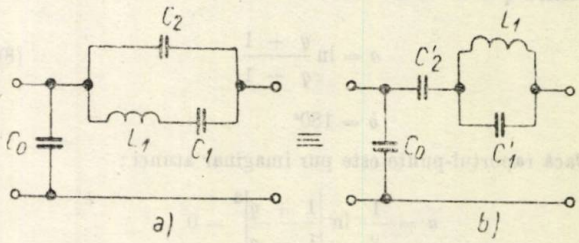


Fig. 6 *Semicelula* Γ *de tip* Π

Condițiile de realizabilitate fizică a elementelor din figurile 5 și 6 se deduc ușor :

— pentru semicelula Γ de tip T, condiția este ca $m \geqslant \beta_{-1}$;
— pentru semicelula Γ de tip Π, condiția este ca $m \geqslant \beta$.

Din punctul de vedere al clasei de atenuare, cele două semicelule sînt notate prin literele M (pentru cea cu pol în

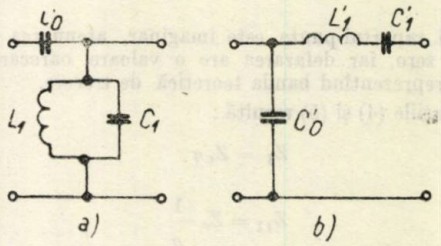


Fig. 7. *Semicelule* K și K'

banda de oprire inferioară), respectiv M' (pentru cea cu pol în banda de oprire superioară).

În cazurile limită, cînd frecvența polului coincide cu una din frecvențele extreme zero sau infinit, rezultă semicelule

cunoscute sub denumirea de semicelule K, respectiv K' (fig. 7).

Pentru K:	Pentru K':
$C_0 = \beta$	$C_0' = \frac{1}{\beta}$
$C_1 = \frac{\beta}{\beta^4 - 1}$	$C_1' = \frac{\beta^4 - 1}{\beta}$
$L_1 = \frac{\beta^4 - 1}{\beta^3}$	$L_1' = \frac{\beta^3}{\beta^4 - 1}$

(21)

Acum se poate face o comparație între o celulă clasică cu doi poli de atenuare și o cascadă de două celule M și M', care prezintă tot doi poli de atenuare.

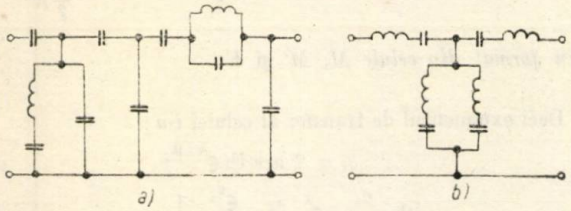


Fig. 8. *Celula $M + M'$ și celula MM'*

Configurația din figura 8 *a* conține numai două bobine (număr minim de bobine) față de patru bobine cîte conține celula din figura 8 *b*. Numărul de condensatoare (opt) conținut de configurația $M + M'$, față de numărul condensatoarelor (patru) conținut de configurația MM', nu reprezintă un dezavantaj, deoarece atît numărul cît și suma acestora pot fi micșorate cu ajutorul transformărilor Norton, care se descriu mai jos.

III. TRANSFORMĂRILE NORTON

Principiul transformărilor Norton, care se vor efectua în cadrul unei scheme complexe de filtru, constă în echivalarea unei impedanțe Z în serie cu un transformator ideal cu o

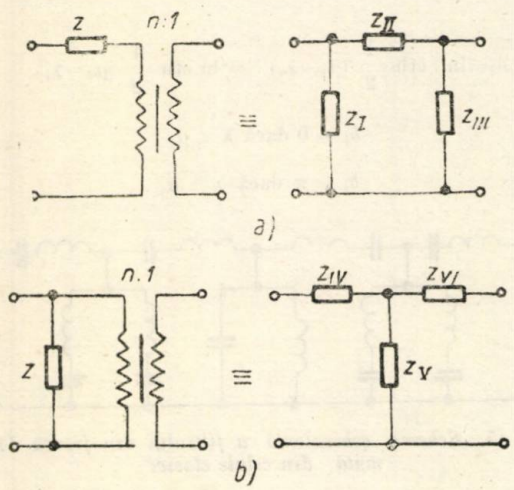


Fig. 9. *Transformarea generală Norton*

celulă omogenă π (fig. 9 *a*), iar o impedanță Z în paralel cu un transformator ideal cu o celulă omogenă T (fig. 9 *b*).

$Z_I = \frac{nZ}{n-1}$	$Z_{IV} = (n-1)Z$
$Z_{II} = nZ$	$Z_V = nZ$
$Z_{III} = \frac{n^2 Z}{1-n}$	$Z_{VI} = n(n-1)Z$

(22)

Trebuie menționat că pentru cazul $n \neq 1$, una din impedanțe din fiecare schemă echivalentă 9*a*, sau 9*b* este negativă (pe această proprietate se bazează reducerea numărului de elemente) și anume pentru $n < 1$ Z_I și Z_{IV}, devin negative, iar pentru $n > 1$, Z_{III} și Z_{IV} devin negative. În cazul în care impedanțele sînt formate din condensatoare, transformările Norton se reduc la cele din figura 10 *a*, respectiv 10 *b*.

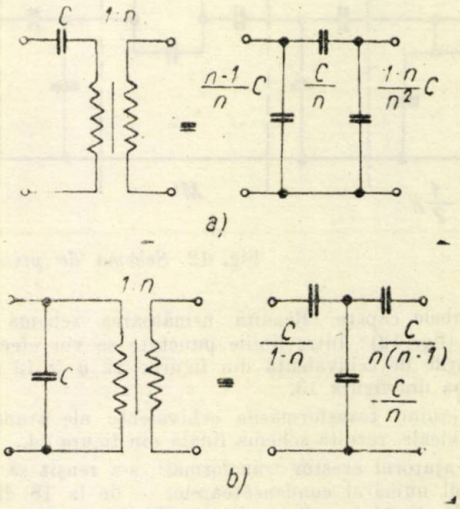


Fig. 10. *Transformarea Norton pentru capacități*

Cazurile particulare ale acestor transformări sînt (fig. 11):

$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{C_a}{C_a + C_b} < 1 \qquad C_a = \frac{C_1}{n} \qquad C_b = \frac{C_2}{n}$$

$$n' = \frac{C_a' + C_b'}{C_a'} = \frac{C_1' + C_2'}{C_1'} > 1 \qquad C_1' = \frac{C_a'}{n'} \qquad C_2' = \frac{C_b'}{n'} \tag{23}$$

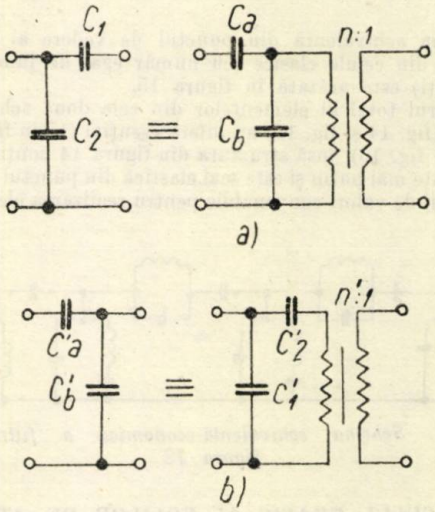


Fig. 11. *Cazuri particulare ale transformării Norton*

Verificarea acestor echivalențe este simplă și se poate folosi în acest scop oricare dintre metodele de verificare a echivalenței a doi cuadripoli (cea mai directă fiind aceea a identificării impedanțelor în gol și scurtcircuit).

Este indicat ca la capete, o cascadă de celule de impedanțe caracteristice b_{01}^* să fie combinată cu semicelule de adaptare de clasă de impedanță cel puțin *b*, deoarece din punctul de vedere al adaptării cu rezistența de sarcină impedanța caracteristică b_{01}^* are o variație în funcție de frecvență ne-

satisfăcătoare (exceptînd filtrele de bandă îngustă unde această combinare nu-i necesară).

Se va arăta în continuare metode de reducere a numărului condensatoarelor din interiorul unui filtru.

Să luăm ca exemplu un filtru în cascadă format din două celule M, două celule M' şi cîte o semicelulă de adaptare K,

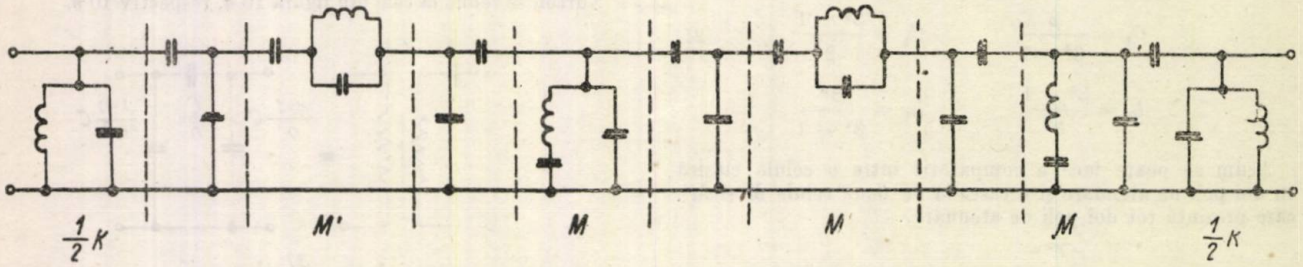


Fig. 12. *Schema de principiu a unui filtru format din celule M, M' şi K*

la ambele capete. Rezultă următoarea schemă de principiu (fig. 12): Între liniile punctate se vor efectua transformările de echivalenţă din figurile 12 *a* şi 12 *b*. Rezultă schema din figura 13.

Efectuînd transformările echivalente ale transformatoarelor ideale, rezultă schema finală din figura 14.

Cu ajutorul acestor transformări, s-a reuşit să se reducă sensibil numărul condensatoarelor — de la 18 din schema iniţială, la 11 în schema finală (fig. 14).

Introducînd notaţiile:

$$\lambda = \ln \Phi \text{ şi } \mu_i = -\ln m_i \tag{24}$$

rezultă:

$$m_i\ \Phi = \epsilon^{\lambda-\mu_i} \tag{25}$$

Deci exponentul de transfer al celulei *i-a*:

$$g_i = 2 \text{ arc th } \epsilon^{\lambda-\mu_i} \tag{26}$$

şi

$$\text{th } \frac{g_i}{2} = \epsilon^{\lambda-\mu_i} = \frac{\epsilon^{g_i}-1}{\epsilon^{g_i}+1} \tag{27}$$

$$g_i = \ln \left| \text{cth } \frac{1}{2}(\mu_i - \lambda) \right| \tag{28}$$

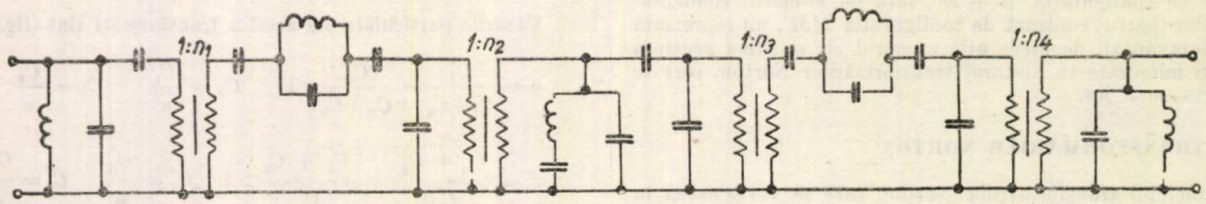


Fig. 13. *Transformări Norton ale filtrului din figura 12*

Schema echivalentă din punctul de vedere al atenuării, formată din celule clasice (cu număr egal de inductanţe şi capacităţi) este arătată în figura 15.

Numărul total al elementelor din cele două scheme echivalente (fig. 14 şi fig. 15) nu diferă esenţial (17 în fig. 14 faţă de 18 în fig. 15), însă structura din figura 14 conţine cu trei inductanţe mai puţin şi este mai elastică din punctul de vedere al alegerii de valori convenabile pentru realizarea elementelor.

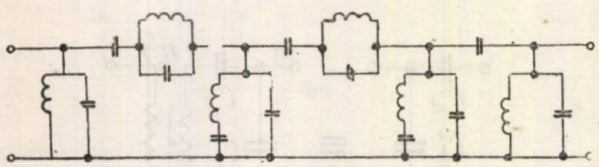


Fig. 14. *Schema echivalentă-economică a filtrului din figura 12*

IV. CALCULUL GRAFIC AL POLILOR DE ATENUARE

Pentru calculul grafic al polilor de atenuare, în cazul cînd se prescrie o caracteristică de atenuare-frecvenţă oarecare, se va folosi metoda grafică indicată de Rumpelt [2]

Din relaţia (5) rezultă:

$$g = 2 \text{ arc th } q = 2 \text{ arc th } m\ \Phi$$

unde, conform relaţiei (12)

$$\Phi = \sqrt{\frac{1+\beta^2 p^2}{\beta^2 + p^2}}$$

deci:

$$a_i = \ln \left| \text{cth } \frac{1}{2}(\mu_i - \lambda_i) \right| = \ln \text{ cth } \frac{1}{2} |\mu_i - \lambda_i| \tag{29}$$

şi

$$\begin{aligned} b_i &= 0 \text{ dacă } \lambda < \mu_i \\ b_i &= \pi \text{ dacă } \lambda > \mu_i \end{aligned} \tag{30}$$

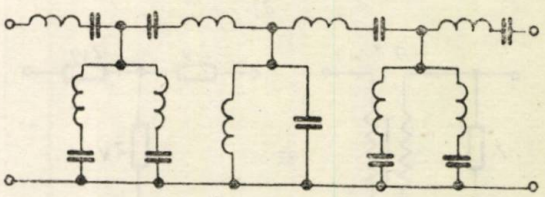


Fig. 15. *Schema echivalentă a filtrului din figura 14 formată din celule clasice*

Din relaţia (29) se observă că atenuarea-imagine este infinită dacă $\lambda = \mu_i$ şi deci pentru frecvenţa corespunzătoare rezultă un pol de atenuare.

Atît μ cît şi Φ sînt transformări de frecvenţă.

$$\lambda = \frac{1}{2} \ln \frac{1-\beta^2\omega^2}{\beta^2 - \omega^2} \quad \omega = \sqrt{\frac{\beta^2 \epsilon^{2\lambda} - 1}{\epsilon^{2\lambda} - \beta^2}} \tag{31}$$

Atenuarea rezultantă a unui lanţ de celule se poate calcula cu ajutorul formulei:

$$a = \sum_i \ln \text{ cth } \frac{1}{2} |\mu_i - \lambda| \tag{32}$$

necesitînd o tabelă a funcției $y = \ln \operatorname{cth} x$ sau reprezentarea grafică a acestei funcții (fig. 16).

Funcția $y = \ln \operatorname{cth} \frac{x}{2}$ se numește hipercomplementară (inversa funcției este identică cu originalul), adică

$$x = \ln \operatorname{cth} \frac{y}{2} \tag{33}$$

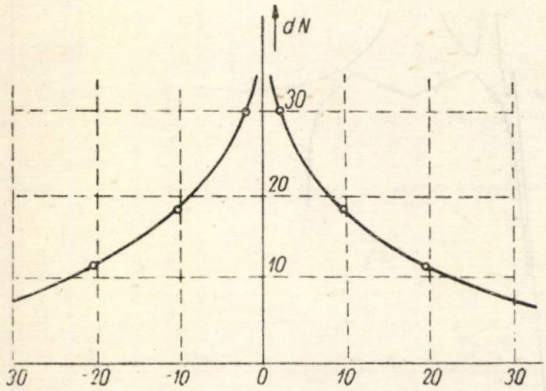


Fig. 16. *Șablon reprezentînd atenuarea unui pol de atenuare*

Practic calculul se efectuează în următoarele etape :

a) Se reprezintă gabaritul impus al funcției de atenuare în funcție de noua transformare de frecvență

$$\lambda = f(\omega)$$

b) După cîteva încercări cu ajutorul șablonului construit conform figura 17, se determină poziția polilor $\lambda_{\infty 1}$, $\lambda_{\infty 2}$, $\lambda_{\infty 3}$ etc.

c) Se însumează grafic atenuările rezultante, corespunzător fiecăruia din polii $\lambda_{\infty 1}$, $\lambda_{\infty 2}$ etc. (fig. 17).

d) Cu ajutorul relației (24)

$$m_i = \epsilon^{-\lambda_{\infty i}}$$

se determină modulii corespunzători.

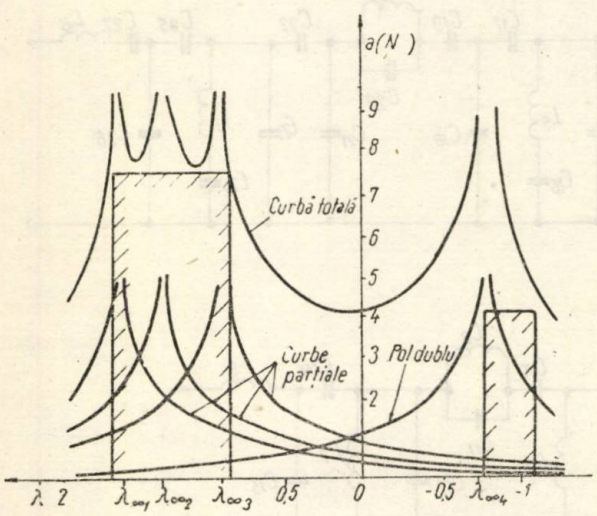


Fig. 17. *Însumarea atenuărilor pentru diferiți poli de atenuare*

e) Cunoscînd valorile modulilor se pot calcula valorile normate ale elementelor.

V. CALCULUL ATENUĂRII DE LUCRU ÎN ZONA DE TRECERE

Constanta de transfer a unui cuadripol simetric și închis simetric este :

$$\theta = \frac{(R + Z_I)(R + Z_{II})}{R(Z_{II} - Z_I)} \tag{34}$$

Pentru un cuadripol reactiv în care : $Z_I = j X_I$ și $Z_{II} = j X_{II}$, rezultă :

$$\theta = \frac{R(X_{II} - X_I) + j(X_I X_{II} - R^2)}{R(X_{II} - X_I)} \tag{35}$$

iar atenuarea de lucru

$$a_1 = \ln \theta = \frac{1}{2} \ln |\epsilon|^2 = \frac{1}{2} \ln (1 + D^2) \tag{36}$$

unde

$$D = \frac{X_I X_{II} + R^2}{R(X_{II} - X_I)}. \tag{37}$$

Trecînd de la parametrii-punte la parametrii caracteristici

$$\begin{aligned} Z_I &= j X_I = Z_0 q \\ Z_{II} &= j X_{II} = Z_0 1/q \end{aligned} \tag{38}$$

și în zona de trecere :

$$q_0 = j b_0 \qquad q = \operatorname{th} \frac{j b_0}{2} = j \operatorname{th} \frac{b_0}{2} \tag{39}$$

deci :

$$\begin{aligned} X_I &= Z_0 q/j = Z_0 \operatorname{tg} \frac{b_0}{2} \\ X_{II} &= Z_0 \frac{1}{jq} = \frac{Z_0}{\operatorname{tg} \frac{b_0}{2}} \end{aligned} \tag{40}$$

de unde :

$$D = \frac{R_0^2 - Z_0^2}{R Z_0} \cdot \frac{\operatorname{tg} \frac{b_0}{2}}{1 + \operatorname{tg}^2 \frac{b_0}{2}} = \frac{R^2 - Z_0^2}{2 R Z_0} \sin b_0 \tag{41}$$

Introducînd notația :

$$v = \frac{Z_0}{R} \tag{42}$$

rezultă :

$$D = \frac{v^2 - 1}{2v} \sin b_0$$

Ținînd cont că $\sin b_0 \leqslant 1$, rezultă :

$$D \leqslant \frac{v^2 - 1}{2v} \tag{43}$$

$$a_1 \leqslant \frac{1}{2} \ln (1 + D^2) \leqslant \frac{v^2 + 1}{2v} \tag{44}$$

și deci :

$$v_{max} = \epsilon^{a_{max}} + \sqrt{\epsilon^{2 a_{max}} - 1} \tag{45}$$

VI. CALCULUL UNUI FILTRU DE CALE

În acest paragraf se va arăta calculul unui filtru de cale pentru sistemul de curenți purtători (tranzistorizat) de trei canale ST-3, de construcție idigenă. Acest filtru este prevăzut pentru calea treia sens $A-B$. care are ca spectru util banda de frecvență cuprinsă între 12—16 kHz. Gabaritul atenuare-frecvență impus inițial este arătat în figura 18. După cum se observă, în zona de oprire filtrul are o caracteristică de atenuare-frecvență simetrică, din două motive :

— banda de frecvență efectiv transmisă este de 3 400 Hz și nu de 3 100 Hz (300—3 400 Hz) cum se obișnuiește în general, pentru a da posibilitatea transmiterii și a unei căi telegrafice, pe lîngă cea telefonică ;

— se poate folosi ca frecvență purtătoare fie frecvența de 16 kHz, utilă fiind în acest caz banda laterală inferioară, fie cea 12 kHz, rezultînd ca utilă banda laterală superioară.

Alte condiții inițiale :

— filtrul trebuie să lucreze între impedanțe de sarcină de 600 Ω ;

— atenuarea datorită neadaptării impedanței caracteristice să nu întreacă 0,08 N ;

Folosind relațiile deduse anterior rezultă :

$$f_0 = 13{,}888 \text{ kHz}$$

$$\beta = 1{,}13400$$

$$v_{max} = 0{,}68$$

Cu ajutorul transformării frecvențiale λ și al calculului

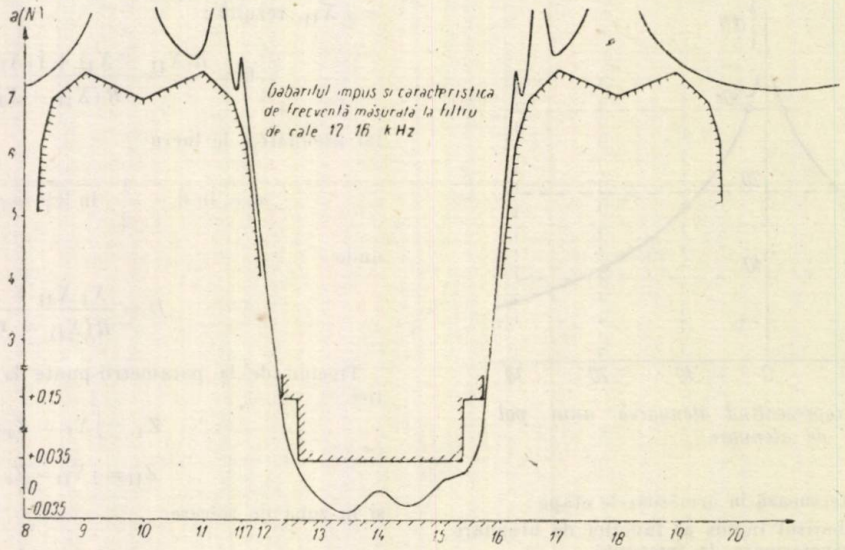


Fig. 18. *Gabaritul atenuare-frecvență impuls pentru un filtru de cale și caracteristica măsurată*

grafic se obțin următorii moduli corespunzători polilor de atenuare necesari acoperirii gabaritului impus :

$$m_1 = \epsilon^{-\lambda_1} = 3{,}1268 \qquad m_4 = \epsilon^{-\lambda_4} = 0{,}530$$

$$m_2 = \epsilon^{-\lambda_2} = 2{,}328 \qquad m_5 = \epsilon^{-\lambda_5} = 0{,}361$$

$$m_3 = \epsilon^{-\lambda_3} = 1{,}546 \qquad m_6 = \epsilon^{-\lambda_6} = 0{,}254$$

și o celulă cu pol la infinit (K').

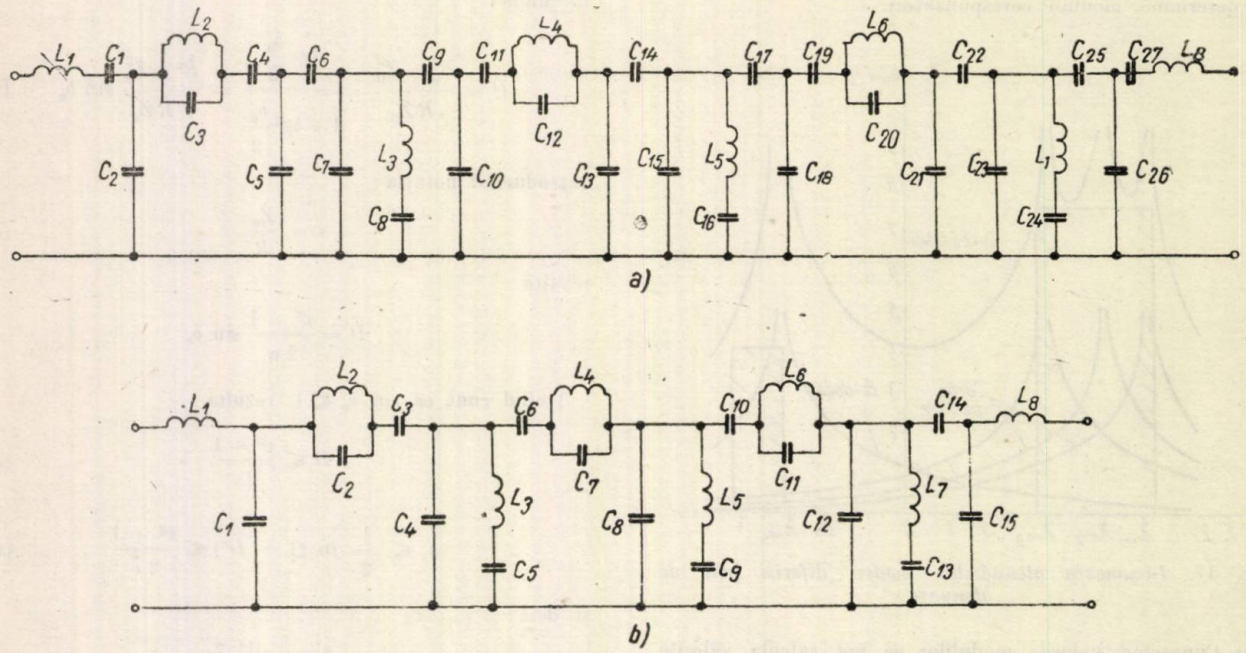


Fig. 19. *Schema filtrului de cale*

În mod intenționat, în proiectare s-a fixat un pol la infinit, pentru a beneficia în final de două semicelule de adaptare, cu ajutorul cărora să facem trecerea de la impedanța caracteristică de tip b_{01}^{*} la tip b^{*}.

Pentru polii inferiori de moduli m_1, m_2, m_3 se vor folosi celulele de tip Mb_{01}^{*}, pentru polii superiori de moduli m_4, m_5, m_6, celulele $M'b_{01}^{*}$ iar pentru semicelulele de adaptare $\frac{1}{2}K', b_{01}\,b^{*}$.

Rezultă schema din figura 19 *a* și valorile elementelor L în mH și C în nF:

L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8
19,537,	7,185,	29,978	3,735	19,424	2,366	8,169	19,537

C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	C_8
8,924	18,843	10,947	13,316	7,144	42,153	7,037	6,211

C_9	C_{10}	C_{11}	C_{12}	C_{13}	C_{14}	C_{15}	C_{16}
42,153	4,861	22,388	24,284	4,861	31,847	10,131	10,235

C_{17}	C_{18}	C_{19}	C_{20}	C_{21}	C_{22}	C_{23}	C_{24}
31,384	3,426	33,506	40,160	3,426	20,849	19,167	32,866

C_{25}	C_{26}	C_{27}
20,849	11,698	8,924

După cum se observă, s-au introdus alternativ transformatoare ridicătoare și coborîtoare pentru a obține în final valori convenabile pentru elemente.

Condiția ca $\prod_{i=1}^{7} n_i = 1$, necesară obținerii la ieșire a unei impedanțe egală cu cea de intrare (600 Ω) este îndeplinită. După efectuarea echivalențelor rezultă schema finală a filtrului din figura 19 *b* și valorile elementelor L în mH și C în nF:

L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8
19,537	69,568	212,212	32,894	128,243	19,222	48,945	19,537

C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	C_8
6,055	1,131	0,786	2,473	0,877	1,214	2,758	2,640

C_9	C_{10}	C_{11}	C_{12}	C_{13}	C_{14}	C_{15}
1,550	1,234	4,944	3,587	5,485	1,833	5,171

Avantajele acestor transformări sînt evidente, deoarece suma valorilor capacităților a scăzut de la aproximativ 500 nF la 36 nF (mai mult de 10 ori), iar numărul acestora de la 27 la 15.

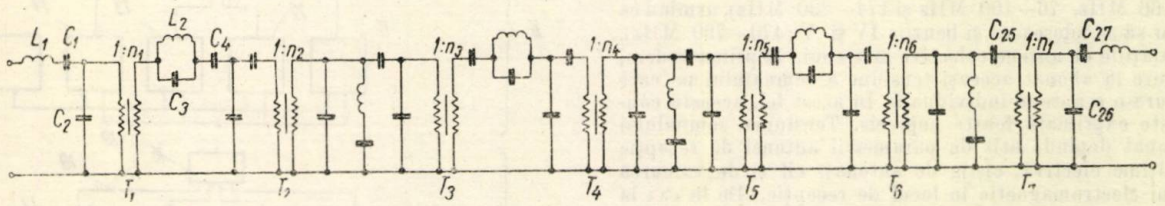


Fig. 20. *Schema transformată Norton a filtrului de cale*

Această schemă conține într-adevăr un număr minim de bobine (opt), în schimb conține un număr mare de capacități (27), a căror sumă este de aproximativ 500 nF. În vederea reducerii numărului și sumei acestora, se vor aplica în interiorul schemei transformărilor Norton descrise în capitolul II.

Se introduc transformatoare ideale în diferite puncte ale schemei după cum se vede din figura 20.

Rapoartele de transformare necesare reducerii capacităților respective rezultă:

n_1	n_2	n_3	n_4	n_5	n_6	n_7
3,111	0,855	1,115	0,865	1,109	0,859	0,408

BIBLIOGRAFIE

[1] FRITSCHE, G. *Entwurf linearer Schaltungen*, Berlin, V.E.B., 1962.

[2] RUMPELT, E. *Schablonverfahren für den Entwurf elektrischen Wellenfiltern*. T.F.T., oct-nov, 1941.

[3] CAUER, W. *Theorie der Linearen Wechselstromschaltungen*. Berlin, Akademie Verlag, 1954.

[4] KOGAN, G.S., *Teoria i rasciot filtrov dlia ustanovok dalnei sviazi*. Moskva, Sviazizdat, 1950.

[5] BELEȚKI, A. F. *Teoreticeskie osnovi electroprovodnoi sviazi*. Moskva, Sviazizdat, 1950.

[6] COLIN, J. E. și GROLLEMUND J. *De la predistorsion dans les filtres à parametres-images*. Câbles-Transmission, nr. 2, 1962.

[7] HENNYEI, Z. *Linear Electric Circuits*. London, Pergamon, Press, 1962.

[8] OSWALD, J. *Filtre en echelle elementaires*. Câbles-Transmission, nr. 4, 1953.

Ing. ILIE FRATU

Instalații de antene colective

Importanța instalațiilor de antene colective este cunoscută în prezent și nu mai este cazul să se scoată în evidență avantajele tehnice, economice și estetice pe care le oferă aceste instalații, față de condițiile pe care le poate oferi recepția cu antene individuale, îngrămădite pe blocurile de locuințe. Vor fi analizate aspectele tehnice și economice care intervin în calculul și construcția instalațiilor de antene colective.

CONDIȚII TEHNICE PRINCIPALE

În general, o instalație de antene colective trebuie să ofere posibilitatea recepționării atît a programelor de radiodifuziune sonoră cît și a programelor de televiziune.

Programul de radio cu modulație de amplitudine (MA) este difuzat în gamele de unde kilometrice (150—285 kHz), unde hectometrice (525—1605 kHz) și unde decametrice (mai multe benzi, în gama de la 5—27 MHz).

Programul de radio cu modulație de frecvență (MF) care are indici calitativi mai ridicați decît programul cu modulație de amplitudine este difuzat în banda de unde metrice (66—73 MHz).

Pentru programul de televiziune (TV) sînt folosite în prezent cele 12 canale din primele trei benzi de televiziune (48,5—66 MHz, 76—100 MHz și 174—230 MHz), urmînd ca în viitor să se folosească și benzile IV și V (470—790 MHz).

Instalațiile de antene colective ar trebui, la prima vedere, să asigure la abonat aceeași tensiune a semnalului pe care ar asigura-o o antenă individuală. În acest fel, această condiție este exprimată foarte neprecis. Tensiunea semnalului recepționat depinde atît de parametrii antenei de recepție (ca înălțime efectivă, cîștig de antenă), cît și de valoarea cîmpului electromagnetic în locul de recepție. De la caz la caz, această tensiune poate să aibă valori foarte diferite, care nu pot fi luate drept termen de comparație. În mod normal, instalația de antene colective trebuie să asigure la abonat tensiunile prevăzute pentru recepționarea programelor radiodifuzate și televizate. O.I.R.T., recomandă ca, în orașele industriale, semnalele la intrarea televizoarelor și a radioreceptoarelor pe unde metrice să fie de cel puțin 1 mV. Acest lucru este posibil cînd cîmpul electromagnetic produs de stațiile de emisie are o valoare suficient de mare.

Semnalele reflectate în instalația de antene colective trebuie să aibă un nivel atît de mic, încît să nu fie sesizabile la abonat.

Instalația de antene colective trebuie să asigure la abonat o recepționare normală a semnalului, chiar cînd anumite prize de abonat sînt scurtcircuitate sau neîncărcate.

Instalația de antene colective trebuie să nu producă semnale perturbatoare proprii și să asigure o protecție față de semnalele perturbatoare exterioare (inclusiv cele produse de radioreceptoare și televizoare).

În sfîrșit, atît costul instalației, cît și costul întreținerii, trebuie să fie reduse.

În cele ce urmează va fi tratată o instalație de antene colective care să permită recepționarea următoarelor programe :

— programul de radio cu modulație de amplitudine (unde kilo-, hecto- și decametrice) ;

— programul de radio cu modulație de frecvență (unde metrice) ;

— unul sau două programe de televiziune din benzile I, II și III.

În figura 1 este arătată schematic o instalație de antene colective.

O instalație de antene colective cuprinde :

I — un grup de antene ;

II — un grup de amplificatoare de antenă ;

III — o rețea de distribuție a programelor la abonați (descrisă mai amănunțit în prezentul articol).

I. GRUPUL DE ANTENE

Grupul de antene cuprinde toate antenele necesare recepționării programelor pentru care este construită instalația de antene colective.

Pentru programele de radio cu modulație de amplitudine se impune o antenă cu caracteristică omnidirecțională în planul orizontal, de obicei o antenă verticală.

Pentru programele de radio cu modulație de frecvență, un dipol acordat pe frecvența centrală satisface, în general, necesitățile recepției în întreaga bandă de radiodifuziune, MF, mai ales că stațiile care asigură acoperirea unei anumite localități sînt așezate în același amplasament și funcționează într-o bandă mai mică de 3,5 MHz.

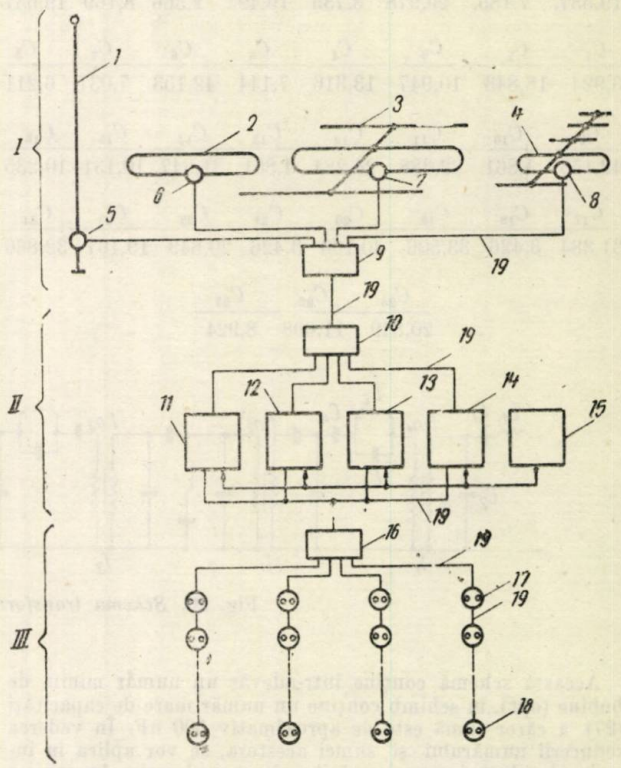


Fig. 1. *Schema unei instalații de antene colective :*

I — grupul de antene ; *II* — grupul de amplificatoare ; III — rețeaua de distribuție *1* — antenă pentru programul radio MA ; *2* — antenă pentru programul radio MF ; *3* — antenă pentru programul I TV/banda I TV/ ; *4* — antenă pentru programul II TV (banda III TV) ; *5, 6, 7, 8* — adaptoare de antenă ; *9, 10* — filtre ; *11* — amplificator pentru programul radio MA ; *12* — amplificator pentru programul radio MF ; *13* — amplificator pentru banda I TV ; *14* — amplificator pentru banda III TV ; *15* — alimentator ; *16* — distribuitor ; *17* — priză de antenă pentru radio și TV ; *18* — priză de antenă terminală pentru radio și TV ; *19* — cablu coaxial

În cazul cînd distanța pînă la stațiile de emisie pe unde metrice este mai mare și semnalul nu are o intensitate suficientă, se poate completa antena de unde metrice cu elemente pasive, obținînd un cîștig de antenă și o oarecare protecție împotriva perturbațiilor.

Antenele pentru programul de televiziune sînt, în general, de tip Yagi, cu trei elemente (vibrator, reflector și director). Banda de trecere a acestor antene corespunde cu canalul recepționat. Pentru a obține antene cu cîștig și directivitate mai mare, se poate mări numărul elementelor antenei. Considerente de ordin practic (gabarit, greutate) fac utilizabile antenele cu multe elemente mai ales în banda III și eventual în banda II T.V. În banda I (canalele 1 și 2 T.V.) de obicei nu se folosesc antene cu mai mult de trei elemente. Fiecare antenă de televiziune poate fi orientată independent de celelalte, după stația de emisiune respectivă.

Construcția grupului de antene pentru instalații de antene colective trebuie să fie mai robustă decît antenele obișnuite și trebuie să corespundă cerințelor estetice.

II. GRUPUL DE AMPLIFICATOARE

Semnalele recepționate sînt distribuite la abonați printr-o rețea complexă, care produce o atenuare relativ mare a acestor semnale. În anumite cazuri, semnalul cules de antenă este suficient de mare, încît chiar după atenuarea rețelei de distribuție valoarea să corespundă recomandărilor de radiodifuziune. De cele mai multe ori, este necesară o amplificare a acestui semnal, pentru a compensa atenuarea rețelei de distribuție. În acest caz, semnalele recepționate de grupul de antene trec într-un grup de amplificatoare, iar după amplificare trec în rețeaua de distribuție.

Notînd :

a_{ant} — raportul, exprimat în dB, dintre nivelul semnalului dat de antenă și nivelul semnalului necesar la receptor ;

a_a — amplificarea amplificatorului, în dB ;

a_r — atenuarea rețelei de distribuție, în dB,

se poate scrie relația :

$$a_{ant} + a_a \geqslant a_r \qquad (1)$$

Această relație stă la baza calculului instalațiilor de antene colective.

Grupul de amplificatoare cuprinde fie unul, fie mai multe amplificatoare de bandă largă (montate în paralel). Benzile de frecvență ale acestor amplificatoare trebuie să corespundă cu benzile de frecvență ale programelor recepționate.

Amplificatoarele de antenă trebuie să prezinte anumite performanțe :

— În primul rînd trebuie să aibă amplificarea cerută de proiectul instalației.

— Ele trebuie să aibă un zgomot de fond redus, pentru a afecta cît mai puțin calitatea programelor recepționate.

— Trebuie să aibă un coeficient de distorsiuni neliniare foarte mic, pentru a nu produce armonici ale semnalelor recepționate și pentru a nu da naștere la intermodulații între semnalele recepționate.

— Caracteristica de frecvență (curba de răspuns) trebuie să fie cît mai uniformă în întreaga bandă de frecvență.

— Amplificatoarele de televiziune trebuie să prezinte o caracteristică de fază cît mai liniară.

La acestea se adaugă alte condiții tehnice, cu privire la impedanțele de intrare și ieșire, la stabilitatea în funcționare, la robustețea mecanică și electrică etc.

Obținerea unui coeficient de distorsiuni neliniare foarte mic, respectiv a unei caracteristici de amplitudine cît mai liniare este practic posibilă, atîta timp cît amplitudinea semnalului nu depășește o anumită valoare. Aceasta limitează tensiunea de ieșire a amplificatorului la o anumită valoare.

Valoarea aceasta a tensiunii de ieșire este unul din factorii care determină numărul de abonați deserviți de instalația de antene colective.

În ceea ce privește banda de frecvență, se pot utiliza fie un amplificator cu bandă de frecvență foarte largă, fie mai multe amplificatoare conectate în paralel, ale căror benzi de frecvență sînt astfel alese, încît să asigure recepția tuturor programelor menționate mai sus.

Într-un punct oarecare de recepție, amplitudinile semnalelor provenind de la diverse emisiuni sînt foarte diferite între ele. După amplificare nu este necesar ca acest raport să se mențină : se poate face o uniformizare a lor și uneori aceasta este chiar necesară.

Utilizînd un singur amplificator de bandă foarte largă pentru toate emisiunile recepționate, raportul amplitudinilor diferitelor semnale recepționate rămîne după amplificare neschimbat. Pentru anumite semnale, raportul acesta se poate totuși modifica prin utilizarea unor atenuatoare selective, dar numărul acestor atenuatoare nu poate fi prea mare.

Utilizarea unui singur amplificator de bandă foarte largă prezintă anumite neajunsuri :

În primul rînd amplificarea sa este limitată de semnalul cu amplitudinea cea mai mare, care nu poate produce la ieșire o tensiune mai mare decît valoarea limită, fără pericol de intermodulații. Se poate întîmpla ca această amplificare să nu fie suficientă pentru toate programele recepționate.

În al doilea rînd, construirea unui amplificator cu bandă de frecvență foarte largă (0,15—230 MHz) prezintă anumite dificultăți.

Se pot utiliza amplificatoare separate pentru fiecare emisiune recepționată. Acest sistem prezintă anumite avantaje :

— Reglarea amplificării pentru o emisiune poate fi efectuată independent de celelalte, ceea ce dă o mai mare maleabilitate sistemului. Atunci cînd semnalul provenit de la o emisiune este suficient de puternic, se poate chiar renunța la amplificatorul respectiv.

— Pericolul de intermodulații este mult mai puțin probabil decît în cazul utilizării unui singur amplificator de bandă largă.

— Construirea amplificatoarelor prezintă mai puține dificultăți decît în cazul unui amplificator de bandă foarte largă.

În ceea ce privește partea economică, costul acestor amplificatoare, luate împreună, nu este cu mult mai mare decît al unui amplificator de bandă foarte largă.

În mod obișnuit amplificatoarele sînt montate într-o cutie comună și au un singur alimentator, atît pentru filamente cît și pentru circuitele anodice. Acest ansamblu formează „grupul de amplificatoare".

Legătura între grupul de antene și grupul de amplificatoare se poate face fie cu un singur cablu coaxial pentru toate programele recepționate, fie cu cîte un cablu coaxial separat pentru fiecare program recepționat. În cazul utilizării unui singur cablu de legătură, bornele de ieșire ale antenelor vor trebui legate împreună prin intermediul unor filtre pentru a se evita scurtcircuitarea unora dintre ele ; la intrarea în amplificatoare se vor utiliza filtre separatoare, fie înglobate în fiecare amplificator, fie montate separat, înaintea intrării amplificatoarelor. În cazul utilizării cîte unui cablu de legătură separat pentru fiecare program recepționat, legătura se face direct între antena și amplificatorul programului respectiv. În acest caz se utilizează de 3—4 ori mai mult cablu coaxial, dar se elimină din instalație o serie de filtre. Cum distanța de la antene la amplificatoare este destul de mică, de obicei costul surplusului de cablu coaxial este compensat de costul filtrelor eliminate.

Legarea ieșirilor amplificatoarelor se face în funcție de rețeaua de distribuție la abonat. De obicei, ieșirile amplificatoarelor se leagă în paralel. În acest caz circuitele de ieșire ale amplificatoarelor trebuie astfel făcute, încît, în afara benzii de frecvență a amplificatorului respectiv, impedanța de ieșire să fie mult mai mare decît impedanța de sarcină dată de rețeaua de distribuție, pentru a nu constitui un scurt circuit sau o sarcină suplimentară. Deoarece practic este greu de obținut o variație rapidă a impedanței de ieșire, în cazul programelor cu benzi de frecvență învecinate legarea în paralel a amplificatoarelor respective se face prin intermediul unor cuploare direcționale [1]. Aceste cuploare direcționale fac ca ieșirile amplificatoarelor respective să fie decuplate una în raport cu cealaltă.

III. REȚEAUA DE DISTRIBUȚIE

Eficacitatea unei instalații de antene colective este determinată în primul rînd de rețeaua de distribuție a semnalului la abonați.

Distribuția programelor recepționate la abonați se poate face fie prin cîte o rețea separată pentru fiecare program, fie printr-o rețea comună pentru toate programele. Alegerea sistemului de distribuție printr-o rețea comună pentru toate programele recepționate sau prin rețele separate este determinată de anumite considerente :

Utilizarea de rețele de distribuție separate prezintă avantajul că programele recepționate sînt complet separate unul de altul, neexistînd posibilități de intermodulații nici chiar la receptoarele cu selectivitate mai redusă, dar în schimb prezintă dezavantajul unui preț de cost mult mai mare. Chiar și numai în cazul distribuției separate a programului radiofonic față de programul de televiziune, prețul de cost al rețelelor de distribuție este dublu față de cel al unei rețele de distribuție comună a tuturor programelor recepționate.

Evitînd utilizarea de elemente nelineare în rețeaua de distribuție comună a tuturor programelor recepționate, dezavantajul producerii de intermodulații în rețea dispare. Prin utilizarea la abonat a unor filtre de separare a programelor, pot fi reduse și intermodulațiile care s-ar produce eventual în receptoare. Eliminîndu-se aceste dezavantaje, rețeaua de distribuție comună a programelor rămîne cu un important avantaj economic, care o impune în instalațiile de antene colective.

În cele ce urmează va fi luată în considerație numai rețeaua de distribuție comună a programelor.

Rețeaua de distribuție trebuie să îndeplinească anumite condiții:

1. Adaptările de impedanță la diverse joncțiuni trebuie astfel făcute, încît în rețea să nu existe semnale reflectate, sau ca nivelul acestora să fie suficient de mic, pentru a nu fi sesizabile la prizele de abonat.
2. Scurt-circuitele la priza de abonat sau rămînerea unor prize de abonat neîncărcate să nu deranjeze recepția programelor la celelalte prize.
3. Perturbațiile produse de receptorul unui abonat să nu deranjeze pe ceilalți abonați, (decuplare între abonați).
4. Să asigure o ecranare față de semnalele perturbatoare exterioare.
5. Să fie economică.

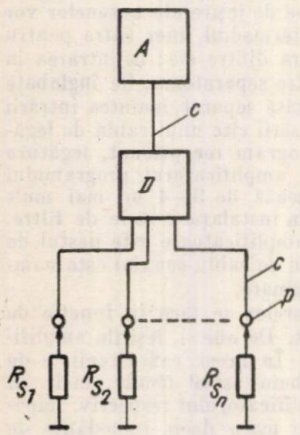


Fig. 2. *Schema unei rețele cu distribuție centralizată:*
A – grup de amplificatoare; *D* – distribuitor; *C* – cablu coaxial *P* – priză de abonat; $R_{s1} \dots R_{sn}$ – rezistențele de sarcină echivalente ale abonaților

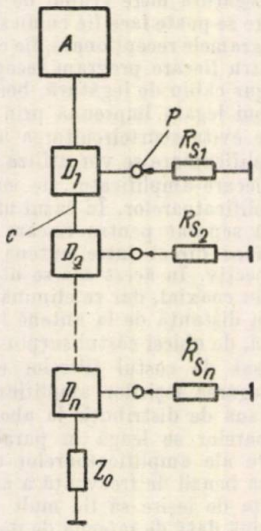


Fig. 3. *Schema unei rețele cu distribuție catenară:*
A – grup de amplificatoare; $D_1 \dots D_n$ – dispozitive de derivație; Z_0 – rezistență de închidere a circuitului pe impendața sa caracteristică; C – cablu coaxial *P* – priză de abonat: $R_{s1} \dots R_{sn}$ – rezistențele de sarcină echivalente ale abonaților

Pentru a se asigura o distribuție a semnalelor într-o bandă largă de frecvențe, precum și ecranare și adaptări de impedanță eficiente, în rețelele de distribuție se folosește cablu coaxial.

Se pot imagina multe tipuri de rețele de distribuție. În figura 2 este arătat un tip de rețea cu distribuție centralizată, iar în figura 3 este arătat un tip de rețea cu distribuție catenară. Acestea două ar putea să fie considerate extremele tipurilor de rețele de distribuție. Din combinarea acestor două, rezultă foarte multe tipuri de rețele de distribuție.

Vor fi analizate pe rînd aceste două tipuri de rețele de distribuție.

Rețeaua cu distribuție centralizată (fig. 2). La acest tip de rețea de distribuție, adaptarea de impedanță este realizată de distribuitorul *D* și de filtrele adaptoare prevăzute pentru fiecare abonat (montate fie în priza de antenă, fie în cordoane speciale care fac legătura între priza de antenă și radioreceptor, respectiv televizor).

Pentru a putea fi efectuată adaptarea de impedanță într-o bandă de frecvență foarte largă (pentru toate programele distribuite), distribuitoarele sînt construite cu elemente rezistive.

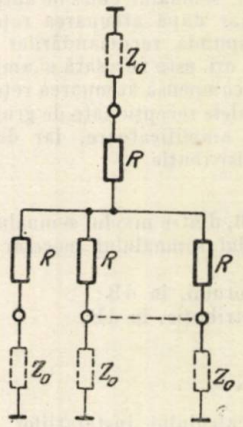


Fig. 4. *Schema electrică a unui distribuitor pentru rețea cu distribuție centralizată*

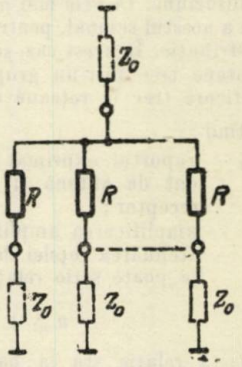


Fig. 5. *Schema electrică a unui alt distribuitor pentru rețea cu distribuție centralizată*

În figurile 4, 5 și 6 sînt date trei scheme electrice diferite de distribuitoare rezistive pentru *n* abonați.

Valorile rezistențelor care formează aceste distribuitoare se calculează pentru a avea adaptare de impedanță la intrare, în cazul distribuitoarelor din figurile 4 și 5, și adaptare de impedanță atît la intrare cît și la ieșire, în cazul distribuitorului din figura 6, cînd rețeaua de distribuție este complet încărcată.

Mărimile care caracterizează aceste distribuitoare sînt: atenuarea de trecere, decuplarea între doi abonați, impedanța de ieșire cînd rețeaua de distribuție este încărcată și impedanța de intrare cînd rețeaua de distribuție este în gol. Acestea sînt date în tabela 1.

Din analiza tabelei 1 se constată următoarele:

Distribuitorul din figura 4 realizează adaptare de impedanță perfectă, însă toate circuitele de abonați trebuie încărcate pe impedanța lor caracteristică. Atunci cînd unul sau mai multe circuite nu sînt încărcate, se produc dezadaptări

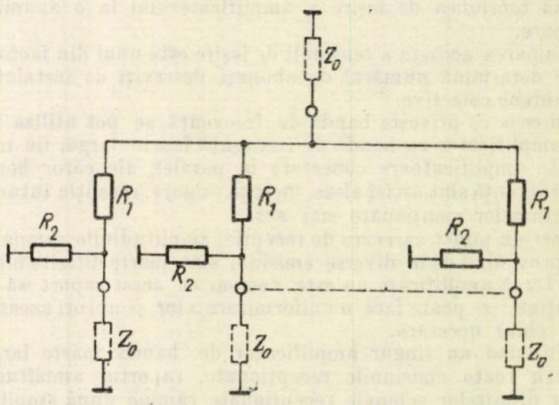


Fig. 6. *Schema electrică a unui alt distribuitor pentru rețea cu distribuție centralizată*

și implicit, reflexii. Dacă toate circuitele nu sînt încărcate, impedanța de intrare a distribuitorului devine infinită și amplificatoarele lucrează în gol. Rețeaua cu un astfel de distribuitor trebuie să fie întotdeauna încărcată complet.

Atenuarea de trecere a acestui distribuitor este egală cu a distribuitorului din figura 5 și mai mică decît a distribuitorului din figura 6.

Tabela 1

Distribuitorul din	figura 4	figura 5	figura 6
Valorile rezistenţelor	$R = \frac{n-1}{n+1} Z_0$	$R = (n-1) Z_0$	$R_1 = \frac{2n(n-1)}{2n-1} Z_0$ $R_2 = \frac{n}{n-1} Z_0$
Atenuarea de trecere, în dB (în sarcină)	$a = 20 \log \frac{1}{n}$	$a = 20 \log \frac{1}{n}$	$a = 20 \log \frac{1}{2n-1}$
Decuplarea între abonaţi, în dB (în sarcină)	$d = 20 \log \frac{1}{n}$	$d = 20 \log \frac{1}{2n^2-2n+1}$	$d = 20 \log \frac{1}{(n^2-1)(2n-1)}$
Impedanţa de ieşire (în sarcină)	$Z_e = Z_i = Z_0$	$Z_e = \frac{2n^2-2n+1}{2n-1} Z_0$	$Z_e = Z_0$
Impedanţa de intrare (în gol)	$Z_{i0} = \infty$	$Z_{i0} = \infty$	$Z_{i0} = \frac{2n^2-2n+1}{2n^2-3n+1} Z_0$

Decuplarea între abonaţi este mai mică decît a celorlalte două distribuitoare, fiind egală cu atenuarea de trecere. Aceasta înseamnă că acest distribuitor nu realizează, practic, nici o decuplare între abonaţi. Din această cauză el este utilizat numai în anumite tipuri de reţele de distribuţie complexe, unde nu are rol să decupleze abonaţii între ei.

Distribuitorul din figura 5 realizează adaptare de impedanţă numai la intrare, ieşirea fiind dezadaptată. Şi în cazul acestui distribuitor reţeaua de distribuţie trebuie să fie încărcată complet, pentru a nu se produce reflexii. Atenuarea de trecere este aceeaşi cu a distribuitorului din figura 4, însă decuplarea între abonaţi este bună, în special pentru un număr mai mare de abonaţi.

Distribuitorul din figura 6 realizează adaptare de impedanţă atît la intrare, cît şi la ieşire. Chiar cînd toţi abonaţii sînt deconectaţi, impedanţa sa de intrare variază foarte puţin (dacă n nu este prea mic). Atenuarea de trecere este ceva mai mare decît a distribuitoarelor precedente, însă decuplarea între abonaţi este mai bună decît a acestora. Pentru tipurile de reţele cu distribuţie centralizată, utilizarea acestui distribuitor este cea mai indicată.

Pentru reţelele cu distribuţie centralizată pot fi utilizate şi distribuitoare active, conţinînd amplificatoare în montaj de repetor catodic (sau pe emitor). Aceste distribuitoare realizează atenuări de trecere foarte mici şi decuplări totale între abonaţi; constructiv, pot fi executate fie ca blocuri separate, fie înglobate în amplificatoarele de antenă. Distribuitoarele active se întrebuinţează rar, în special pentru un număr mic de abonaţi. Costul lor este sensibil mai mare decît al distribuitoarelor pasive.

Reţelele cu distribuţie centralizată sînt indicate atunci cînd punctele de recepţie (abonaţii) sînt concentrate într-un spaţiu mic şi necesită cabluri de legătură scurte. În cazurile întîlnite în practică, însă, distanţa dintre distribuitor şi abonaţi este relativ mare şi pentru fiecare abonat este nevoie de un cablu de legătură destul de lung. Aceasta duce la un consum mare de cablu coaxial, deci la un cost ridicat.

Reţeaua cu distribuţie catenară (*fig. 3*). Acest tip de reţea se caracterizează prin existenţa unui circuit magistral. În diverse puncte ale acestuia sînt prevăzute dispozitive ($D_1 \ldots D_n$), care derivă la abonaţi o parte a semnalului din circuitul magistral. Circuitul este închis pe impedanţa sa caracteristică.

Dispozitivul de derivaţie trebuie să realizeze adaptarea de impedanţă, pentru a nu avea reflexii în circuitul magistral. Schema electrică a unui astfel de dispozitiv este arătată în figura 7. Punînd condiţia ca impedanţele de intrare şi ieşire (la borna *1* respectiv *2*) să fie egale cu impedanţa caracteristică a circuitului magistral (Z_0), rezultă pentru rezistenţa R valoarea:

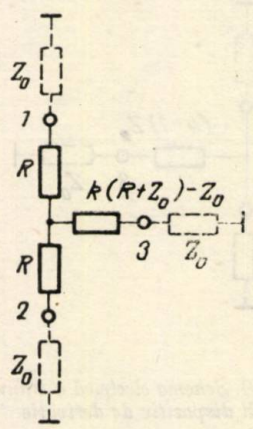


Fig. 7. *Schema electrică a unui dispozitiv de derivaţie*

$$R = \frac{1}{2k+1} Z_0. \qquad (2)$$

Coeficientul k determină fracţiunea de energie derivată spre abonat. Valoarea sa depinde de numărul de abonaţi conectaţi la circuit.

Atenuarea introdusă în circuitul magistral datorită energiei derivate la abonat este (în dB):

$$a_d = 20 \log \frac{k}{k+1} \qquad (3)$$

Atenuarea la abonat, reprezentînd raportul (exprimat în dB) între energia consumată efectiv de abonat şi energia intrată în dispozitivul de derivaţie este:

$$a_{ab} = 20 \log \frac{1}{k+1}. \qquad (4)$$

Decuplarea între doi abonaţi reprezintă suma dintre atenuarea în sens invers a dispozitivului de derivaţie la primul abonat şi atenuarea în sens direct a dispozitivului de derivaţie la abonatul al doilea (atenuarea la abonat).

Atenuarea în sens invers a dispozitivului de derivaţie se calculează considerînd că acesta debitează pe două linii, fiecare de impedanţă caracteristică Z_0, una conectată la borna *1*, iar cealaltă la borna *2*. Această atenuare este dată de:

$$a_i = 20 \log \frac{1}{2k} \qquad (5)$$

Decuplarea între abonaţi este :

$$d = a_i + a_{ab} = 20 \log \frac{1}{2k} + 20 \log \frac{1}{k+1} = 20 \log \frac{1}{2k(k+1)} \quad (6)$$

Borna *3* a dispozitivului din figura 7 nu poate rămîne în gol, deoarece în acest caz impedanţele care apar la bornele *1* şi *2* sînt diferite de impedanţa caracteristică Z_0 a circuitului şi se produc reflexii. Dispozitivul de derivaţie din figura 8 elimină acest inconvenient (cu condiţia ca valoarea coeficientului k să nu fie prea mică) şi realizează adaptare de impedanţă şi la borna *3*.

Valoarea rezistenţei R a acestui dispozitiv este dată tot de relaţia (2), iar atenuarea de derivaţie, de relaţia (3).

Atenuarea la abonat este dată de relaţia :

$$a_{ab} = 20 \log \frac{1}{2\,(k+1)} \quad (7)$$

Decuplarea între abonaţi este :

$$d = 20 \log \frac{1}{2k+1} + 20 \log \frac{1}{2(k+1)} =$$

$$= 20 \log \frac{1}{2(k+1)\,(2k+1)} \quad (8)$$

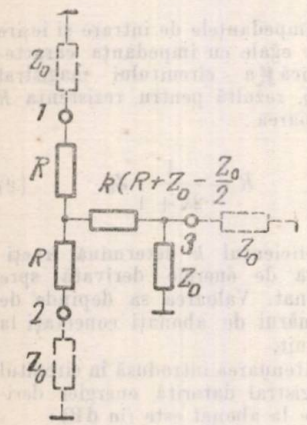


Fig. 8. *Schema electrică a unui alt dispozitiv de derivaţie*

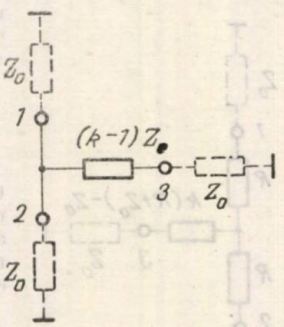


Fig. 9. *Schema electrică a unui alt dispozitiv de derivaţie*

Cînd valoarea coeficientului k este mare (cazul unui număr mare de abonaţi), valoarea rezistenţelor R este foarte mică, ajungînd chiar la fracţiuni de ohm. Practic, aceste rezistenţe sînt neglijate, dispozitivul de derivaţie ajungînd la schema electrică din figura 9.

Se deosebesc două cazuri :

a — cînd distanţa dintre punctele de derivaţie este $m\ \lambda/2$ (m — întreg, pozitiv) ;

b — cînd distanţa dintre punctele de derivaţie este diferită de $m\ \lambda/2$.

În cazul *a* porţiunea de linie lungă de $m\ \lambda/2$ poate fi considerată, practic, ca un transformator cu raportul de transformare 1 : 1. Toate impedanţele conectate în punctele de derivaţie apar transferate, în mărime neschimbată, la intrarea circuitului, unde apar conectate în paralel.

Cazul *a* este valabil pentru o anumită frecvenţă (determinată de distanţa dintre două derivaţii) şi pentru armonicele acesteia. Pentru distribuţii în benzi largi de frecvenţe cazul *a* nu interesează, deoarece nu poate fi realizat.

În cazul *b* circuitul magistral apare ca o linie de transmisie închisă pe impedanţa sa caracteristică. În acest fel, în linie nu vor exista semnale reflectate. Impedanţele care se conectează în punctele de derivaţie trebuie să fie mari, pentru a nu produce reflexii. De fapt reflexiile vor fi nule numai în cazul cînd impedanţele conectate în punctele de derivaţie vor fi infinit de mari. În acest caz, semnalul derivat are valoarea zero. În toate celelalte cazuri există un anumit procent de reflexii. Se va căuta ca aceste semnale reflectate să fie sub o anumită limită, pentru a nu fi sesizabile, practic, la locul de recepţie.

Coeficientul de reflexie într-o linie cu impedanţa caracteristică Z_0, terminată cu o impedanţă de sarcină Z_s este [2] :

$$r = \frac{\frac{Z_s}{Z_0} - 1}{\frac{Z_s}{Z_0} + 1}$$

Se poate considera că la locul derivaţiei linia este închisă pe impedanţa de sarcină :

$$Z_s = \frac{kZ_0 \cdot Z_0}{kZ_0 + Z_0} = \frac{k}{k+1} Z_0$$

În acest caz, coeficientul de reflexie este :

$$r = -\frac{1}{2k+1} \quad (9)$$

Valoarea coeficientului de reflexie depinde de numărul de abonaţi conectaţi la circuit şi se determină experimental. Pentru un număr de 10...20 abonaţi , un coeficient de reflexie de 5% dă rezultate satisfăcătoare.

Atenuarea de derivaţie este determinată de derivarea unei părţi a energiei din circuitul magistral spre abonat. Ea are valoarea :

$$a_d = 20 \log \frac{k}{k+1} \quad (10)$$

Atenuarea la abonat este :

$$a_{ab} = 20 \log \frac{1}{k+1} \quad (11)$$

Decuplarea între abonaţi este :

$$d = 20 \log \frac{1}{2k-1} + 20 \log \frac{1}{k+1} =$$

$$= 20 \log \frac{1}{(2k-1)\,(k+1)} \quad (12)$$

Analiza comparativă a celor două tipuri de reţele de distribuţie

La baza acestei analize comparative stau criteriile :

1. Numărul de abonaţi cu care poate fi încărcată reţeaua în condiţii de funcţionare asemănătoare.
2. Economicitatea.

1. Calculul numărului maxim de abonaţi cu care pot fi încărcate reţelele va fi efectuat pentru programul de televiziune, considerînd că la fiecare abonat trebuie asigurat un semnal de cel puţin 1 mV şi că tensiunea maximă de ieşire pe care o poate asigura amplificatorul de antenă este de 300 mV.

Atenuarea maximă pe care o poate introduce reţeaua de distribuţie este :

$$\frac{1}{300} \text{ sau } -49{,}6 \text{ dB}$$

Deoarece atenuarea cablului de legătură este destul de mică şi aproximativ aceeaşi în toate cazurile, nu va fi luată în consideraţie.

Pentru tipurile de reţele cu distribuţie centralizată, atenuarea de trecere maximă trebuie să fie — 49,6 dB. În

cazul rețelei cu distribuitorul din figura 6 (care este cea mai indicată din acest tip de rețele de distribuție), numărul maxim de abonați este $n_{max} = 150$.

Celelalte două rețele cu distribuție centralizată permit un număr mai mare de abonați (300).

Pentru tipurile de rețele cu distribuție catenară, calculul va fi efectuat pentru abonatul conectat la capătul circuitului. Din atenuarea maximă admisă pentru rețea va fi scăzută atenuarea de abonat, iar restul va fi împărțit la atenuarea de derivație. Valoarea acestui raport (rotunjită la numărul întreg inferior, reprezintă numărul maxim de abonați cu care poate fi încărcată rețeaua de distribuție în condițiile date.

În cazul concret al rețelei cu dispozitivul de derivație din figura 9, luînd factorul $k = 100$, rezultă numărul maxim de abonați

$$n_{max} = 110$$

Se constată că rețelele cu distribuție centralizată pot fi încărcate cu un număr mai mare de abonați decît rețelele cu distribuție catenară.

2. În ceea ce privește economicitatea, se va calcula cantitatea totală de cablu coaxial necesară unei rețele cu distribuție centralizată, precum și cantitatea echivalentă de cablu coaxial pentru o rețea cu distribuție catenară, avînd același număr de abonați ca prima rețea. Se va face o comparație a costului celor două cantități de cablu coaxil, ținînd cont și de costul extinderii instalației din cazul al doilea, pentru ca să poată deservi numărul respectiv de abonați.

Într-o rețea cu distribuție centralizată, abonații pot fi considerați împărțiți în patru grupe (fig. 10). Lungimea

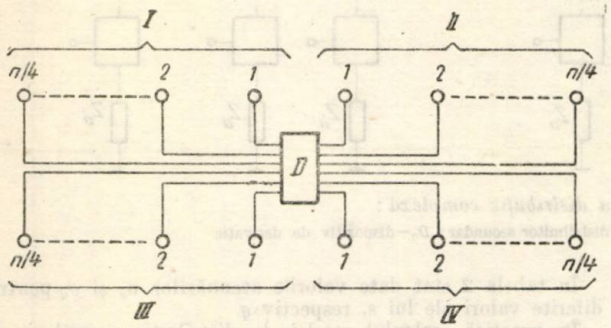


Fig. 10. *Schema legăturilor la abonați într-o rețea cu distribuție centralizată*
D – Distribuior

cablurilor abonaților din fiecare grupă formează o serie aritmetică, avînd ca rație distanța dintre abonați (l_0), iar ca prim termen distanța l_1 pînă la primul abonat. Lungimea totală a cablului din fiecare grupă este :

$$L = \left(l_1 + \frac{n-4}{8} l_0 \right) \frac{n}{4} \qquad (13)$$

iar pentru rețeaua întreagă :

$$L_{tot} = 4\ L = \left(l_1 + \frac{n-4}{8} l_0 \right) n \qquad (14)$$

În cazul rețelei cu distribuție catenară, pentru calculul lungimii totale a cablului coaxial se va considera aceeași distanță l_0 între abonați :

$$L_{tot} = l_1 + (n-1)\, l_0 \qquad (15)$$

Pentru un caz concret :

$n = 150$ abonați,

$l_0 = 3{,}5$ m,

$l_1 = 5$ m,

rezultă :

— în cazul distribuției centralizate :

$$L_{tot} = 10.400 \text{ m}$$

— în cazul distribuției catenare :

$$L_{tot} = 525 \text{ m}$$

Prețul de cost al diferenței, 10 400 — 525 = 9 875 m cablu coaxial, este sensibil mai ridicat decît :

$$\frac{150-110}{110} = 36{,}4\%$$

din prețul de cost al amplificatoarelor și antenelor.

De altfel, consumul mai mare de cupru în cazul distribuției centralizate trădează o soluție economică inferioară, care ar trebui evitată, chiar cînd prețul de cost total nu ar fi mai ridicat.

Aceste motive fac ca rețelele cu distribuție catenară să fie preferate.

Rețele de distribuție complexe. Din combinarea rețelelor cu distribuție centralizată, cu rețelele cu distribuție catenară,

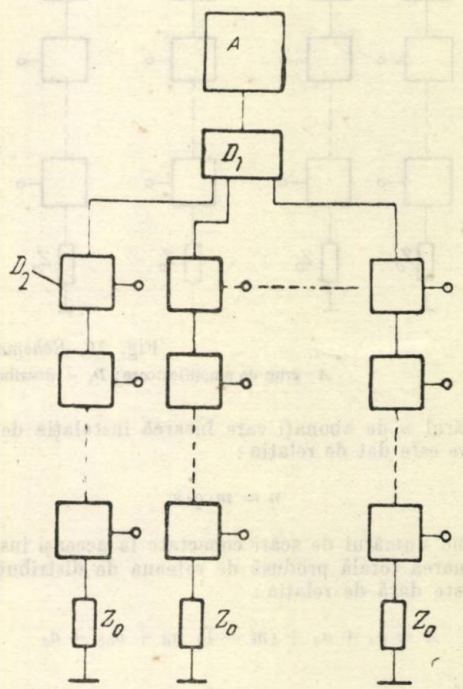


Fig. 11. *Schema unuei rețele cu distribuție complexă* :
A – grup de amplificatoare; D_1 – distribuitor; D_2 – dispozitiv de derivație

rezultă mai multe tipuri de rețele complexe. Aceste combinații se fac în scopul de a putea încărca rețeaua cu mai mulți abonație și, totodată, de a utiliza o cantitate minimă de cablu coaxial. În figurile 11 și 12 sînt date schemele a două rețele de distribuție complexe.

În aceste rețele se utilizează distribuitoare de tipul celor din figura 4, care au atenuare de trecere relativ mică și realizează adaptări de impedanță corecte.

Decuplarea între abonați este realizată de dispozitivele de derivație. Obișnuit se folosește dispozitivul de derivație din figura 9, care este montat chiar în priza de abonat. O serie de filtre, montate parțial în priza de abonat și restul în cordoanele de legătură la radioreceptor, respectiv televizor, realizează separarea programelor distribuite de rețea.

Tipul rețelei de distribuție complexe se alege în funcție de blocul de locuințe în care se va face instalația de antene

colective. În general, se obțin rezultate optime respectînd cîteva indicații:

— Pentru fiecare casă de scară se va monta un distribuitor.

— Numărul q de circuite care pornesc din același distribuitor este egal cu numărul de apartamente pe nivel, la aceeași scară.

— Numărul m de abonați conectați la același circuit este egal cu numărul de niveluri ale blocului.

$a_c = [1 + (m-1)\, l_0]\, a_{oc}$ — atenuarea cablului coaxial;

a_{oc} — atenuarea specifică a cablului coaxial (dB/m);

l_0 — distanța între abonați (egală cu înălțimea etajelor);

l — lungimea cablului coaxial de la amplificator la primul abonat.

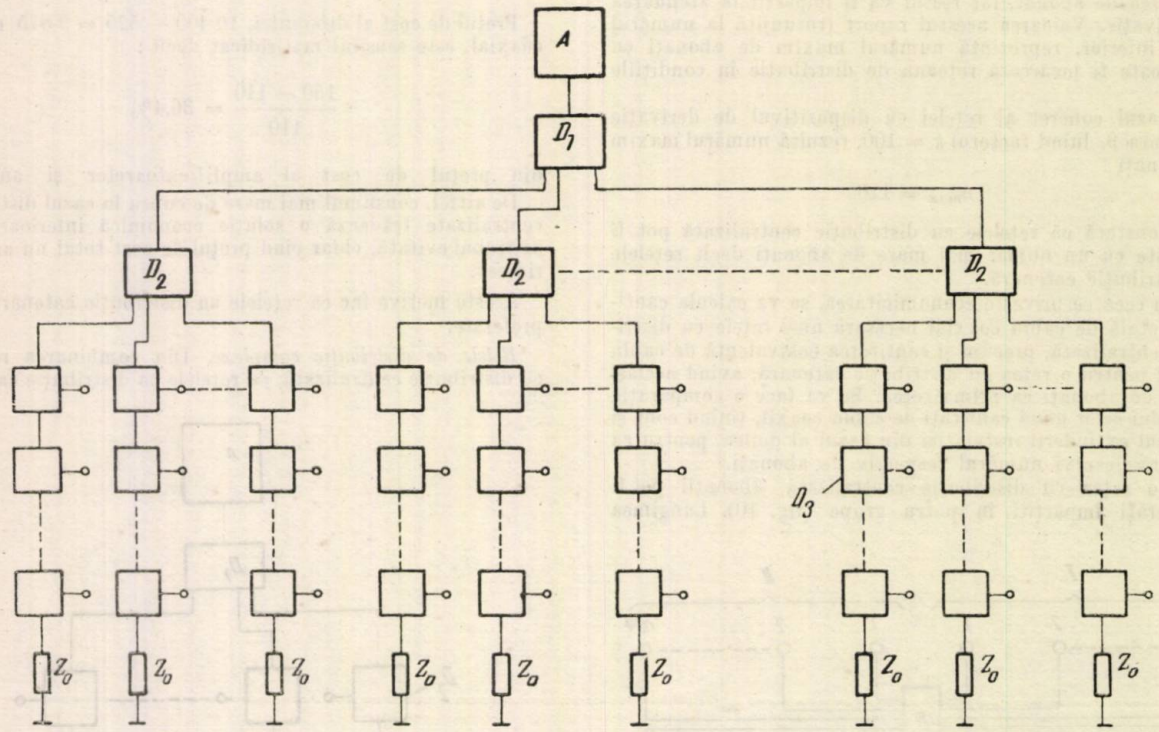


Fig. 12. *Schema unei rețele cu distribuție complexă*:
A – grup de amplificatoare; D_1 – distribuitor primar; D_2 – distribuitor secundar; D_3 – dispozitiv de derivație

Numărul n de abonați care încarcă instalația de antene colective este dat de relația:

$$n = m \cdot q \cdot s \qquad (16)$$

(s fiind numărul de scări conectate la aceeași instalație).

Atenuarea totală produsă de rețeaua de distribuție complexă este dată de relația:

$$A = a_s + a_q + (m-1)\, a_d + a_{ab} + a_c \qquad (17)$$

în care:

$a_s = 20 \log \frac{1}{s}$ — atenuarea de trecere a distribuitorului primar;

$a_q = 20 \log \frac{1}{q}$ — atenuarea de trecere a distribuitorului secundar;

$a_d = 20 \log \frac{k}{k+1}$ — atenuarea de derivație conform relației (10);

$a_{ab} = 20 \log \frac{1}{k+1}$ — atenuarea la abonat conform relației (11).

În tabela 2 sînt date valorile atenuărilor a_s și a_q pentru diferite valori ale lui s, respectiv q.

În practică, calculul rețelei de distribuție complexe se face astfel.

Se cunosc:

— numărul m de niveluri ale blocului,

— numărul q de apartamente pe nivel, la aceeași scară,

— tipul cablului coaxial (deci și a_{oc}),

— atenuarea maximă A_{max} a rețelei de distribuție.

Se cere numărul s de scări pe care se poate face distribuția de la o singură rețea.

Se calculează atenuările a_q, $(m-1)$, a_d, a_{ab}, a_c și se scad din A_{max}.

Se alege din tabela 2 valoarea cea mai mare a lui s pentru care a_s este mai mică sau egală cu diferența de atenuare calculată. Această valoare reprezintă numărul de scări căutat.

Uneori problema se pune și în felul următor.

Se dau:

— blocul de locuințe, cu numărul de scări s, de niveluri m și de apartamente pe nivel la aceeași scară q;

— tipul cablului coaxial;

— atenuarea maximă A_{max} permisă a rețelei de distribuție.

Se cere să se verifice dacă se poate încărca rețeaua de distribuție în acest fel.

Tabela 2

s, q	2	3	4	5	6	7	8	9	10
a_s, a_q, (dB)	−6	−9,6	−12	−14	−15,6	−16,9	−18	−19,2	−20

În acest caz se calculează atenuarea A a rețelei, cu relația (17). Valoarea obținută trebuie să fie mai mică sau egală cu A_{max}. În caz contrar, ultimii abonați primesc un semnal sub limita prescrisă și va trebui să se găsească o altă soluție.

Exemple de calcul

1. Să se calculeze numărul de scări deservite de o instalație de antene colective, cu rețea de distribuție ca în figura 12, într-un bloc cu 7 niveluri și patru apartamente pe nivel, la aceeași scară. Înălțimea etajelor este 3,5 m; distanța de la amplificator la primul abonat este de 10 m. Cablul coaxial utilizat are, la frecvența cea mai mare utilizată, o atenuare specifică $a_{oc} = -0{,}07$ dB/m.

Tensiunea maximă la ieșirea amplificatorului este 300 mV. Tensiunea minimă la abonat este 1 mV.

Atenuarea maximă a rețelei de distribuție este:

$$A_{max} = \frac{1 \text{ mV}}{300 \text{ mV}} = -49{,}6 \text{dB}$$

Atenuarea de trecere a distribuitorului secundar (pentru patru circuite):

$$a_q = -12 \text{ dB}; \text{ (din tabela 2)}$$

Alegem un dispozitiv de derivație în care $k = 10$ (pentru un număr mic de abonați). Atenuarea de derivație a acestuia conform relației (10) este:

$$a_d = 20 \log \frac{10}{11} = -0{,}8 \text{ dB}.$$

Atenuarea la abonat conform relației (11) este:

$$a_{ab} = 20 \log \frac{1}{11} = -20{,}8 \text{dB}$$

Atenuarea cablului coaxial este:

$$a_c = -(10 + 6 \cdot 3{,}5) \cdot 0{,}07 = -2{,}2 \text{ dB}$$

Diferența:

$$A_{max} - a_q - (m-1)\, a_d - a_{ab} - a_c = -49{,}6 + 12 +$$

$$+ 4{,}8 + 20{,}8 + 2{,}2 = -9{,}8 \text{ dB}$$

Din tabela 2 reiese că pentru $s = 3$ $a_s = -9{,}6$ dB, deci mai mică decît $-9{,}8$ dB (în valoare absolută).

Acesta este rezultatul căutat. Deci o instalație de antenă colectivă poate deservi trei scări din blocul dat.

Decuplarea între abonați este (12):

$$d = 20 \log \frac{1}{(2 \cdot 10 - 1)(10 + 1)} = -46{,}4 \text{ dB},$$

valoare satisfăcătoare.

2. Într-un bloc turn, avînd 16 niveluri și o singură scară cu patru apartamente pe nivel, se montează o instalație de antene colective cu rețea de distribuție ca în figura 11.

Să se verifice dacă instalația poate alimenta toate apartamentele cu un semnal de cel puțin 1 mV, considerînd că tensiunea maximă la ieșirea amplificatorului este 300 mV, înălțimea etajelor blocului este 3,5 m, distanța de la amplificator la primul abonat este 10 m și atenuarea specifică a cablului coaxial este 0,07 dB/m.

Se calculează atenuarea rețelei de distribuție:

— atenuarea de trecere a distribuitorului (din tabela 2, pentru $q = 4$):

$$a_q = -12 \text{ dB}$$

— atenuarea dispozitivului de derivație conform relației (10), (pentru $k = 10$):

$$a_d = -0{,}8 \text{ dB}$$

— atenuarea la abonat conform relației, (11):

$$a_{ab} = -20{,}8 \text{ dB}$$

— atenuarea cablului coaxial:

$$a_c = -(10 + 15 \cdot 3{,}5) \cdot 0{,}07 = -4{,}4 \text{ dB}$$

Atenuarea totală a rețelei de distribuție:

$$A = aq + (m-1)\, a_d + a_{ab} + a_c = -49{,}2 \text{ dB}$$

Atenuarea maximă a rețelei:

$$A_{max} = \frac{1 \text{ mV}}{300 \text{ mV}} = -49{,}6 \text{ dB}.$$

A fiind mai mic decît A_{max}, rezultă că semnalul la oricare din abonați este mai mare de 1 mV.

Decuplarea între abonați este conform relației (12):

$$d = 20 \log \frac{1}{(2 \cdot 10 - 1)(10 + 1)} = 46{,}4 \text{ dB}.$$

Practic, această valoare este satisfăcătoare.

În concluzie, instalațiile de antene colective cu rețele de distribuție complexe sînt soluții tehnico-economice avantajoase. Ele sînt aplicabile la toate tipurile de blocuri de locuințe care se construiesc în țara noastră.

BIBLIOGRAFIE

[1] WOHLGEMUTH, H., WENZL, R. *Richtungskoppler für den Fernsehempfang in Nachbarkanälen*, Radio Mentor, nr. 7, 1961, pag. 571–574.

[2] SMIRENIN, B. A. *Manual de radiotehnică*. București Editura energetică de stat, 1953.

Ing. BARBU ENEEA
Ing. IDY IAROVICI

Posibilitățile de simplificare și modernizare a registrului din centrala telefonică automată 7 A-2

I. GENERALITĂȚI

În centralele telefonice automate cu așteptare, registrul este organul care recepționează, înregistrează informațiile necesare selecției, comandă și urmărește executarea programului de stabilire a legăturii dintre abonatul chemat și chemător. Ca urmare, registrul trebuie să răspundă unor condiții tehnice și economice concretizate prin:

— funcționare sigură pe o perioadă cît mai îndelungată;

— viteză mare de funcționare;

— capacitate mare de recepționare și înregistrare a informațiilor;

— elemente de comutație cît mai simple și cheltuieli mici de instalare;

— uzură și cheltuieli mici de întreținere.

Pentru îndeplinirea unor funcțiuni, registrul trebuie să conțină dispozitive de memorie. Caracteristica dispozitivelor de memorie este de a acumula, respectiv de a memora informațiile chiar după dispariția semnalelor. Schimbarea stării dispozitivului de memorie în momentul stimulării și rămînerea în această stare pînă la aplicarea unui impuls de ștergere sau pînă la primirea unei comenzi de sens invers, constituie caracteristica principală a registrelor din centralele telefonice automate construite pe principiul cu așteptare.

Elementele fizice care stau la baza circuitelor de memorie sînt: circuitele bistabile, selectoare, numărătoare, registrul de deplasare, iar pentru releele electromagnetice, contactul de automenținere.

După caracteristicile elementelor de memorie se poate afirma că selectoarele au proprietăți de a păstra informațiile și, ca atare, pot îndeplini funcții de memorie.

În cazul registrelor, iuformațiile pot fi codificate și înregistrate simultan sau se pot introduce între elementul de comandă (contact de impulsuri) și circuitele de înregistrare, unele elemente intermediare de codificare putînd fi numite elemente de recepție și codificare a impulsurilor.

În afară de operația de înregistrare și codificare, registrul trebuie prevăzut cu dispozitiv de decodificare, care de obicei traduce rezultatul în cod zecimal și care se mai numește și descifrator. Multipolul de selecție al selectorului are același rol cu descifratorul din registru.

În centrala telefonică automată registrul îndeplinește rolul operatoarei din centrala manuală. Există un număr foarte mare de dispozitive de memorie, care diferă între ele prin capacitatea de memorie, rapiditate, durata păstrării informației, precum și alte caracteristici. Fiecare element poate memora numai o cifră binară 0 sau 1. Iar pentru memorarea cifrelor semnificative din sistemul zecimal de la 1 la 10 sînt necesare un număr de patru elemente respectiv patru cifre binare. Dacă numărul zecimal este format din N cifre, atunci sînt necesare $4 \times N$ cifre binare, respectiv elemente de memorie. Dacă într-o rețea telefonică automată cu numerotația de șase cifre se fac simultan 1 000 de apeluri, lucru posibil prin existența a 1 500 de registre, atunci capacitatea de înregistrare trebuie să fie $24 \times 1\,000 = 24\,000$ cifre binare.

2. ANALIZA REGISTRULUI EXISTENT DIN CENTRALA TELEFONICĂ 7A-2

Prin construcție, registrul poate recepționa și memora impulsiile directe transmise de la discul aparatului telefonic și poate controla impulsiile inverse transmise de la selectoare. Cînd numerotația este cu șase cifre, numărul de relee din registru poate ajunge pînă la 105, iar stabilirea unei legături se poate face în aproximativ 16—18 secunde. Se menționează că după stabilirea legăturii registrul devine disponibil pentru alte legături.

Elementele de comutație și memorie din registru sînt variate și diferă prin funcțiunile pe care le îndeplinesc, avînd diferite notații în schema de principiu. Releul, notat în schemă *Isr*, primește și retransmite impulsiile directe, *Lbr*, cu eliberare întîrziată, menține registrul în timpul formării cifrelor, *Lmr*, cu întîrziere la eliberare, funcționează ca releul de serie de impulsii și participă la avansarea combinorului R_4 (combinorul notat în schemă cu R_4 este un comutator multiplu rotativ cu funcțiuni complexe). Releul *Lnr* pornește combinorul R_4 dintr-o poziție în alta, iar releul *Rsr* pornește același combinor din prima poziție. Releele notate cu *Iar* 1—2—3—4—5—6 și *Ibr* 1—2——3—4—5—6 recepționează (numără) impulsiile directe, adică face trecerea de la sistemul zecimal la sistemul binar — zecimal, asigurînd memorarea cifrelor zecimale prin cifre binare. Se pun astfel în concordanță univocă cifrele zecimale cu zece tetrade rezultate din combinațiile de cod 1—2—4—6, dar care se încadrează în cele 16 tetrade posibile ce se pot obține cu patru cifre binare, respectiv elemente binare. Dacă numerotația este de șase cifre, cele șase grupe de cîte patru relee prin care se memorează

cifrele semnificative au următoarele notații în schema de principiu :

Htr 1—2—4—6 pentru memorarea sutelor de mii;
Ttr 1—2—4—6 pentru memorarea zecilor de mii;
Thr 1—2—4—6 pentru memorarea miilor;
Hr 1—2—4—6 pentru memorarea sutelor;
Tr 1—2—4—6 pentru memorarea zecilor;
Ur 1—2—4—6 pentru memorarea unităților.

La transmiterea impulsiilor de la abonat, armătura releului *Isr* pulsează și ca urmare vor fi acționate relecle de recepție *Iar* și *Ibr*, iar prin contactele lor, releele de memorie, conform tabelei 1.

Tabela 1

Cifra sau numărul impulsiilor	Releele de recepție a impulsiilor directe acționate				Releele de memorie acționate		
1	Iar_1	Ibr_1	—	—	H_1	—	—
2	Iar_2	Ibr_2	—	—	H_2	—	—
3	Iar_3	Ibr_3	—	—	H_1	H_2	—
4	Iar_4	Ibr_4	—	—	H_4	—	—
5	Iar_5	Ibr_5	Iar_6	—	H_1	H_4	—
6	Iar_1	Ibr_1	Iar_6	Ibr_6	H_6	—	—
7	Iar_2	Ibr_2	Iar_6	Ibr_6	H_1	H_6	—
8	Iar_3	Ibr_3	Iar_6	Ibr_6	H_2	H_6	—
9	Iar_4	Ibr_4	Iar_6	Ibr_6	H_1	H_2	H_6
10	Iar_5	Ibr_5	Iar_6	Ibr_6	H_4	H_6	—

Pentru același număr de cifre semnificative sînt șase grupe de cîte patru relee de memorie, care, pentru simplificare, au fost notate cu H_1, H_2, H_4, H_6, iar cele șase perechi de relee de recepție, cu literele U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6 și V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6. În afară de acestea mai trebuie amintite releele *Hor*, *Pmr*, *Cbr*, *Rcr*, *Gr*, *Hdr*, *Tar*, *Tbr* etc., care au diferite funcțiuni.

Comanda și controlul selecției se realizează cu ajutorul combinorului, notat în schemă cu R_5, și o serie de relee, ca de exemplu releul *Osr* de recepție a impulsiilor inverse, de numărare a impulsiilor inverse, în număr de zece perechi, notate cu $Oar_1 \dots Oar_{10}$ și $Obr_1 \dots Obr_{10}$. În continuare, comanda și controlul selecției se realizează prin releul *Pur* care împreună cu *Pmr* servesc la eliberarea registrului, prin releul *Wnr* care acționează cînd greșeala se produce pentru un apel local (număr inexistent), prin *Clr* care acționează cînd se produce un apel spre serviciul 09 de la o linie normală, prin *Ccr* care acționează dacă apelul spre serviciul 09 este făcut de la un post public ce nu poate fi taxat (sesizează operatoarele de la serviciul 09), prin releele *Sor*, *Kcr*, *Sfr* care închid circuitele fundamentale complimentare pentru menținerea selectoarelor în timpul căutării selectorului liber următor, prin releul *Lcr* care funcționează în cazul unui apel din aceeași centrală și prin *Ldr* care funcționează pentru apeluri către alte centrale. Releul *Ohr* funcționează pentru selecția sutelor impare în cazul complimentului de 21, relele *Sar*, *Sbr*, *Scr* acționează pentru apelul la servicii speciale, releele *Dar*, *Dbr*, *Far* și *Fbr* funcționează pentru indicarea traficului deservit de registru. Releele *Rur*, *Rwr* acționează în cazul stabilirii legăturii cu abonați rurali, etc.

Combinoarele R_4 și R_5 au 18 poziții, iar la fiecare poziție se execută anumite operații în cadrul stabilirii legăturii.

Releele de recepție a impulsiilor directe notate pentru simplificare cu $U_1 \dots U_6$ și $V_1 \dots V_6$ au rolul de elemente intermediare între contactul de impulsii (element de comandă) și releele de memorie.

Prin intermediul releelor de recepție se realizează codificarea corespunzătoare combinațiilor rezultate din însumarea cifrelor 1, 2, 4, 6, adică fiecare releu corespunde unei anumite cifre, astfel : $H_1 \rightarrow 1$, $H_2 \rightarrow 2$, $H_4 \rightarrow 4$, $H_6 \rightarrow 6$.

Schema simbolică a părții de recepție a impulsurilor directe este reprezentată în figura 1.

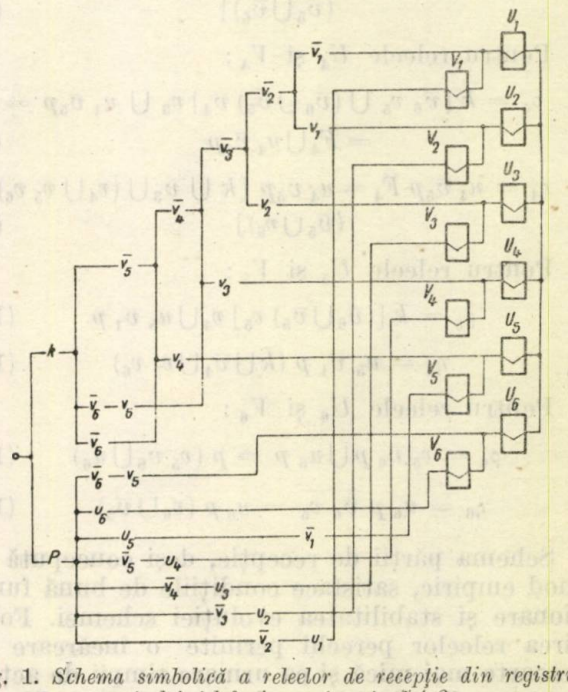


Fig. 1. *Schema simbolică a releelor de recepție din registrul centralei telefonice automate 7A-2*

Dacă se asociază curenților care circulă prin releele U, variabilele ρ_1, ρ_2, ... ρ_6, iar curenților care străbat releele V variabilele η_1, $\eta_2 \dots \eta_6$ atunci formulele logice de funcționare a fiecărui releu se pot exprima astfel :

Pentru releele U_1 și V_1 :

$$\rho_1 = k\,[(\bar{v}_6 \cup \bar{v}_5)\bar{v}_4 \cup v_6 v_5]\; v_3 \bar{v}_2 v_1 \cup u_1 \bar{v}_2 p = F_1 \cup u_1 \bar{v}_2 p \qquad (1)$$

$$\eta_1 = p \bar{v}_2 u_1 \bar{F}_1 \qquad (2)$$

Din relația (2) se observă că acționarea releului V_1 este posibilă numai după întreruperea contactului de impulsuri k, deoarece înfășurarea este șuntată de contactele normal închise prin care acționează releul U_1.

V_1 fiind controlat prin șunt se pot aplica formulele de inversiune ale lui Morgan

$$\eta_1 = p\bar{v}_2 u_1 \overline{\{k\,[(\bar{v}_6 \cup \bar{v}_5)\bar{v}_4 \cup \bar{v}_6 v_5]\bar{v}_3\bar{v}_2\bar{v}_1\}} =$$

$$= p\bar{v}_2 u_1 [v_1 \cup v_2 \cup v_3 \cup \bar{k} \cup \overline{\bar{v}_4(v_5 \cup \bar{v}_6)} . (\overline{v_5\bar{v}_6})] =$$

$$= p\bar{v}_2 u_1 [\bar{k} \cup v_1 \cup v_2 \cup v_3 \cup (v_4 \cup v_5 v_6)(\bar{v}_5 \cup v_6)] \quad (3)$$

Pentru releele U_2 și V_2:

$$\rho_2 = k\,[\bar{v}_6 v_5 \cup (\bar{v}_6 \cup \bar{v}_5)\bar{v}_4]\, v_3 \bar{v}_2 v_1 \cup u_2 \bar{v}_3 p = F_2 \cup u_2 \bar{v}_3 p \quad (4)$$

$$\eta_2 = u_2 \bar{v}_3 p \quad \bar{F}_2 = u_2 \bar{v}_3 p\,[\bar{k} \cup v_2 \cup \bar{v}_1 \cup (v_4 \cup v_5 v_6)(\bar{v}_5 \cup v_6)] \quad (5)$$

Pentru releele U_3 și V_3:

$$\rho_3 = k\,[\bar{v}_6 v_5 \cup (\bar{v}_6 \cup \bar{v}_5) v_4]\, \bar{v}_3 v_2 \cup u_3 \bar{v}_4 p = F_3 \cup u_3 \bar{v}_4 p \quad (6)$$

$$\eta_3 = u_3 \bar{v}_4 p \bar{F}_3 = u_3 \bar{v}_4 p\,[\bar{k} \cup \bar{v}_2 \cup v_3 \cup (v_4 \cup v_5 v_6)(\bar{v}_5 \cup \bar{v}_6)] \quad (7)$$

Pentru releele U_4 și V_4:

$$\rho_4 = k\,[\bar{v}_6 v_5 \cup (\bar{v}_6 \cup \bar{v}_5)\bar{v}_4]\, v_3 \cup u_4 \bar{v}_5 p = F_4 \cup u_4 \bar{v}_5 p \quad (8)$$

$$\eta_4 = u_4 \bar{v}_5 p\, \bar{F}_4 = u_4 \bar{v}_5 p\,[\bar{k} \cup \bar{v}_3 \cup (v_4 \cup v_5 v_6)(\bar{v}_5 \cup v_6)] \quad (9)$$

Pentru releele U_5 și V_5:

$$\rho_5 = k\,[(\bar{v}_6 \cup \bar{v}_5) v_5]\, v_4 \cup u_5 \bar{v}_1 p \quad (10)$$

$$\eta_5 = u_5 \bar{v}_1 p\,(\bar{k} \cup \bar{v}_4 \cup v_5 v_6) \quad (11)$$

Pentru releele U_6 și V_6:

$$\rho_6 = v_5 \bar{v}_6 p \cup u_6 p = p\,(v_5 \bar{v}_6 \cup u_6) \quad (12)$$

$$\eta_6 = u_6 p\, \overline{\bar{v}_6 v_5} = u_6 p\,(v_6 \cup \bar{v}_5) \quad (13)$$

Schema părții de recepție, deși concepută în mod empiric, satisface condițiile de bună funcționare și stabilitatea evoluției schemei. Folosirea releelor perechi permite o încărcare cu resoarte mai mică și ca urmare timpii de acționare pot fi reduși în mod corespunzător. Variațiile timpului de închidere a elementului de comandă, în speță a contactului de impulsuri, nu afectează funcționarea schemei, deoarece releul pereche acționează numai după ce contactul de impulsuri se deschide. În timpul cît este închis contactul de impulsuri, releul pereche este șuntat. Se menționează că p este închis. De asemenea, durata contactului deschis nu afectează evoluția schemei, întrucît perechea următoare de relee este pregătită pentru acționare prin releul acționat la deschiderea contactului de impulsuri.

Se menționează că în schema releelor de recepție intervine contactul releului de serie de impulsuri, notat cu p, și care are un rol esențial în funcționarea schemei.

Prin contactele releelor de codificare se realizează multipolul cu patru ieșiri necesare acționării și ca urmare memorării cifrei transmise de la disc.

S-a văzut că funcția de memorie a releelor electromagnetice este îndeplinită de contactele de automenținere. Pentru acest motiv înregistrarea, trebuie să aibă loc numai după terminarea seriei de impulsuri. Releele de recepție funcționează la fiecare serie de impulsuri și se eliberează o dată cu eliberarea releului de serie de impulsuri, fiind din nou gata să acționeze la o nouă serie de impulsuri.

Condițiile care se pun pentru ele sînt destul de ușoare dacă timpul de acționare este suficient de mic în comparație cu durata impulsului transmis de la disc. Multipolul cu patru ieșiri fiind comun celor șase grupe de cîte patru relee de memorare a cifrelor semnificative, este necesar ca între fiecare ieșire a multipolului și releele de memorie să se introducă comutatoare de serie de impulsuri, care vor deplasa succesiv aceste impulsuri începînd cu grupa sutelor de mii și sfîrșind cu fixarea unităților în grupa corespunzătoare. Rolul comutatorului îl are combinorul împreună cu unele relee din schemă. Schema de principiu a multipolului de acționare a releelor de memorie este reprezentată în figura 2.

În figura 2 comutatoarele de serie de impulsuri (de trecere de la cifra sutelor de mii la celelalte cifre) s-au notat cu *CSI*. Dacă se notează α, β, γ, δ variabilele asociate curenților

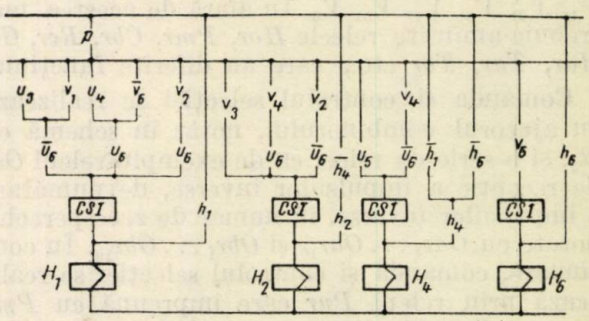


Fig. 2. *Schema multipolului de acționare a releelor de înregistrare sau fixare din centrala automată 7A-2*

în releele de memorie notate H_1, H_2, H_4, H_6, atunci funcțiile logice de funcționare pot fi exprimate cu relațiile:

$$\alpha = p\,[(u_3 \cup v_1)\bar{u}_6 \cup (u_4 \cup \bar{v}_6)\, u_6 \cup v_2\, u_6] \cup h_1 \quad (14)$$

$$\beta = p\,(v_3 \cup v_4\, u_6 \cup v_2\, \bar{u}_6) \cup h_2\, \bar{h}_4 \quad (15)$$

$$\gamma = p\,(u_5 \cup v_4\, \bar{u}_6) \cup h_4\,(\bar{h}_1 \cup \bar{h}_6) \quad (16)$$

$$\delta = p\, v_6 \cup h_6 \quad (17)$$

Contactele comutatoarelor de serie de impulsuri nu au fost trecute în formulele logice de funcționare, deoarece se poate presupune că în momentul corespunzător înregistrării ele au fost stabilite.

Dacă se ține seama de evoluția în timp a schemei, atunci ecuațiile caracteristice ale releelor de recepție sînt :

$$\begin{aligned} u_{t+1} &= \rho_t \\ v_{t+1} &= \eta_t \end{aligned} \qquad (18)$$

Adică starea contactelor la momentul $t + 1$ este funcție de starea curenților la momentul t sau tactul t.

După numărarea binar-zecimală a cifrelor sau codificarea binar-zecimală urmează revenirea din nou la codul zecimal. Acest lucru se realizează cu ajutorul descifratorului. În cazul elementelor electromagnetice, descifratorul se realizează cu ajutorul contactelor releelor de memorie. În principiu, descifratorul este un multipol cu un număr de zece ieșiri, ordonarea ieșirilor făcîndu-se corespunzător cifrei formată de la disc. Pentru fiecare cifră semnificativă se transmite un număr corespunzător de impulsuri, după codul monar folosit în interiorul cifrelor. Schema descifratorului conține contactele releelor de memorie, ordonate pentru simplificare după tipul piramidal sau alt tip de ordonare a variabilelor, încît încărcarea releelor să fie cît mai uniformă ca în registrul centralei telefonice 7A-2.

Pînă aici s-a analizat și încadrat în relații și scheme simbolice partea de recepție din ansamblul circuitului de registru. Rezolvarea empirică a părții de recepție cu 12 relee deși răspunde condițiilor tehnice impuse, se dovedește neeconomică dacă se are în vedere numărul mare de abonați și ca urmare numărul mare de registre din rețeaua urbană.

Rezolvarea pe bază de sinteză a părții de recepție (de codificare a informațiilor) din circuitul de registru conduce la o schemă mai economică, adică cu mai puține relee care, la numărul mare de registre, poate aduce economii însemnate. Pentru simplificare se pot folosi două metode :

1. Se pleacă de la numărul minim de elemente cu două stări stabile ce pot asigura codificarea și în continuare înregistrarea cifrelor de la 1—10 și apoi se stabilește evoluția schemei și programul de lucru.

2. Se dau elementul de comandă și elementele de execuție și apoi, pe baza pozițiilor stabile din evoluția schemei, se determină numărul de elemente intermediare (de codificare) care asigură programul impus, urmînd ca în evoluția schemei să se respecte condiția de bună funcționare.

Desigur, reducerea numărului de elemente, în cazul de față al releelor, are ca efect creșterea numărului de contacte ce revin pe fiecare releu, respectiv supraîncărcarea releelor.

Ca urmare apare necesitatea rezolvării circuitelor pe bază de sinteză prin reducerea numărului de contacte și în unele cazuri prin introducerea diodelor semiconductoare utilizate din ce în ce mai mult în sistemele automate. Acest lucru se impune mai ales cînd modificările aduse unor relee nu trebuie să influențeze încărcarea existentă.

Se demonstrează că numărul minim de relee care asigură memorarea cifrelor de la 1—10 este de patru deoarece cu ajutorul lor se pot obține $2^4 = 16$ stări combinaționale distincte după codul binar.

În cele ce urmează se va studia și rezolva schema părții de recepție și modificările suferite de registru, plecîndu-se de la numărul minim de relee, urmînd ca rezolvarea completă și introducerea circuitelor bistabile cu tranzistoare să constituie altă lucrare.

Tabela 2

Succesiunea impulsurilor		0	1	2	3	4		5	6	7	8	9	10	
Poziții caracteristice	P_t	P_0	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7	P_8	P_9	P_{10}	P_{11}	P_{12}
Starea releelor	A	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0
	B	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	0
	C	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1
	D	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1
Relee de recepție rămase acționate			A	A B	A B C	C		A C	A C D	A D	A B D	A B C D	C,D	
Relee de memorie acționate			H_1	H_2	H_1 H_2	H_4		H_1 H_4	H_6	H_1 H_6	H_2 H_6	H_1 H_2 H_6	H_4,H_6	

3. SINTEZA SCHEMEI DE RECEPȚIE (CODIFICARE) PE PRINCIPIUL NUMĂRULUI MINIM DE RELEE

Pentru aceasta se consideră patru relee notate cu A, B, C, D. Condiția de bună funcționare impune ca în evoluția schemei, adică la o anumită comandă să acționeze sau să elibereze numai cîte un singur releu. Deoarece releele de memorie din centrala automată 7A-2 acționează conform însumării cifrelor 1, 2, 4, 6, este indicat ca evoluția releelor de recepție să urmărească, pe cît este posibil, această combinație în scopul simplificării dipolilor de acționare a releelor de memorie. Pe baza acestor principii se poate alcătui evoluția schemei conform tabelei 2.

Principiul determinismului arată că starea schemei în momentul sau tactul $t+1$ este funcție de starea schemei în momentul sau tactul t și de comanda aplicată la momentul t, încît formulele caracteristice ale schemei sînt :

$$P_{t+1} = \Phi(k_t,\ P_t) \qquad (19)$$

$$Q_t = \Psi(P_t) \qquad (20)$$

Relația (19) exprimă evoluția schemei în general, iar relația (20) se referă la releele de memorie.

Dacă se ține seama de tabela 2 și relația (19) se obține următorul program de lucru :

$$\left.\begin{array}{lll}
1)\ \Phi(0,\ P_0) = P_0 & & \\
2)\ \Phi(1,\ P_0) = P_1 & \text{impulsul} & \\
3)\ \Phi(0,\ P_1) = P_1 & \text{nr. 1} & \\
4)\ \Phi(1,\ P_1) = P_2 & \text{impulsul} & \\
5)\ \Phi(0,\ P_2) = P_2 & \text{nr. 2} & \\
6)\ \Phi(1,\ P_2) = P_3 & \text{impulsul} & \\
7)\ \Phi(0,\ P_3) = P_3 & \text{nr. 3} & \\
8)\ \Phi(1,\ P_3) = P_4 & \text{impulsul} & \\
9)\ \Phi(0,\ P_4) = P_5 & \text{nr. 4} & \\
10)\ \Phi(0,\ P_5) = P_5 & & \\
11)\ \Phi(1,\ P_5) = P_6 & \text{impulsul} & \\
12)\ \Phi(0,\ P_6) = P_6 & \text{nr. 5} & \\
13)\ \Phi(1,\ P_6) = P_7 & \text{impulsul} & \\
14)\ \Phi(0,\ P_7) = P_7 & \text{nr. 6} & \\
15)\ \Phi(1,\ P_7) = P_8 & \text{impulsul} & \\
16)\ \Phi(0,\ P_8) = P_8 & \text{nr. 7} & \\
17)\ \Phi(1,\ P_8) = P_9 & \text{impulsul} & \\
18)\ \Phi(0,\ P_9) = P_9 & \text{nr. 8} & \\
19)\ \Phi(1,\ P_9) = P_{10} & \text{impulsul} & \\
20)\ \Phi(0,\ P_{10}) = P_{10} & \text{nr. 9} & \\
21)\ \Phi(1,\ P_{10}) = P_{11} & \text{impulsul} & \\
22)\ \Phi(0,\ P_{11}) = P_{12} & \text{nr. 10} & \\
23)\ \Phi(0,\ P_{12}) = P_{12} & &
\end{array}\right\} \qquad (21)$$

La obținerea programului s-au ales două poziții intermediare pentru impulsul 4 și impulsul 10 astfel, ca evoluția schemei de recepție să se apropie cît mai mult de evoluția schemei de memorie cu respectarea condiției de bună funcționare. Acest lucru este posibil, deoarece trecerea în poziție intermediară și stabilizarea schemei au loc la întreruperea contactului de impulsuri.

Ecuațiile de recurență ale releelor de recepție A, B, C, D sînt :

$$\left.\begin{array}{l}
a_{t+1} = \varphi_1(k_t,\ a_t,\ b_t,\ c_t,\ d_t) \\
b_{t+1} = \varphi_2(k_t,\ a_t,\ b_t,\ c_t,\ d_t) \\
c_{t+1} = \varphi_3(k_t,\ a_t,\ b_t,\ c_t,\ d_t) \\
d_{t+1} = \varphi_4(k_t,\ a_t,\ b_t,\ c_t,\ d_t)
\end{array}\right\} \qquad (22)$$

Se cunoaște P_t, respectiv pozițiile releelor $(A,\ B,\ C,\ D)_t$ din tabela 2, încît ecuațiile (1) ... (23) pot fi scrise desfășurat, ca în tabela 3.

O funcție cu n variabile este univoc determinată dacă se dau valorile ei pentru toate cele 2^n sisteme de valori.

Dacă se dau sau se cunosc numai N din valorile sistemelor în care $N < 2^n$, atunci funcția are o nedeterminare de ordinul $r = 2^n - N$ și ca urmare vor exista 2^r funcții care satisfac cele N condiții date și ca urmare 2^r scheme, care nu sînt funcțional echivalente dar care vor satisface condițiile problemei.

În cazul de față funcțiile φ_1, φ_2, φ_3, φ_4 conțin cîte cinci variabile; urmează că trebuie să existe $2^5 = 32$ sisteme de valori. Din condițiile puse, rezultă numai 23 sisteme de valori. Ca urmare vor exista $2^{(2^5-23)} = 2^9$ funcții, respectiv scheme, care vor satisface condițiile puse pentru fiecare releu.

Fiind un număr de patru relee, pe ansamblul schemei vor fi $(2^9)^4 = 2^{36}$ variante care îndeplinesc programul de funcționare impus.

Funcțiile φ_1, φ_2, φ_3, φ_4 sînt nedeterminate pentru următoarele sisteme de valori ale variabilelor :

$$\left.\begin{array}{ll}
\varphi_r(0,0,1,0,1) = \alpha_1 & \varphi_r(1,0,1,0,1) = \alpha_6 \\
\varphi_r(0,0,1,0,0) = \alpha_2 & \varphi_r(1,0,1,0,0) = \alpha_7 \\
\varphi_r(0,0,0,0,1) = \alpha_3 & \varphi_r(1,0,0,1,1) = \alpha_8 \\
\varphi_r(1,0,1,1,1) = \alpha_4 & \varphi_r(1,0,0,0,1) = \alpha_9 \\
\varphi_r(1,0,1,1,0) = \alpha_5 &
\end{array}\right\} \qquad (23)$$

Gradul de nedeterminare poate fi redus dacă programul de funcționare se poate completa cu condiții suplimentare.

Avîndu-se în vedere funcționarea reală a releelor, se poate admite ca evoluția schemei din stările P_4 în P_5 și P_{11} în P_{12} să se facă la fel, indiferent dacă după eliberarea releului A contactul de impulsuri trece în starea $k=1$ sau rămîne $k=0$, adică indiferent dacă durata impulsului este suficientă numai pentru eliberarea lui A sau permite și eliberarea ulterioară a lui B.

Condițiile pot fi transcrise cu ecuațiile :

$$\left.\begin{array}{ll}
\varphi_1(1,0,1,1,0) = 0 & \varphi_3(1,0,1,1,0) = 1 \\
\varphi_1(1,0,1,1,1) = 0 & \varphi_3(1,0,1,1,1) = 1 \\
\varphi_2(1,0,1,1,0) = 0 & \varphi_4(1,0,1,1,0) = 0 \\
\varphi_2(1,0,1,1,1) = 0 & \varphi_4(1,0,1,1,1) = 1
\end{array}\right\} \qquad (24)$$

Ca urmare, pentru fiecare funcție vor fi 2^7 variante în loc de 2^9, iar pe ansamblul schemei $(2^7)^4 = 2^{28}$ variante.

Tabela 3

Nr. ecuației	Pentru releul A	Pentru releul B	Pentru releul C	Pentru releul D
1	$\varphi_1(0,0,0,0,0) = 0$	$\varphi_2(0,0,0,0,0) = 0$	$\varphi_3(0,0,0,0,0) = 0$	$\varphi_4(0,0,0,0,0) = 0$
2	$\varphi_1(1,0,0,0,0) = 1$	$\varphi_2(1,0,0,0,0) = 0$	$\varphi_3(1,0,0,0,0) = 0$	$\varphi_4(1,0,0,0,0) = 0$
3	$\varphi_1(0,1,0,0,0) = 1$	$\varphi_2(0,1,0,0,0) = 0$	$\varphi_3(0,1,0,0,0) = 0$	$\varphi_4(0,1,0,0,0) = 0$
4	$\varphi_1(1,1,0,0,0) = 1$	$\varphi_2(1,1,0,0,0) = 1$	$\varphi_3(1,1,0,0,0) = 0$	$\varphi_4(1,1,0,0,0) = 0$
5	$\varphi_1(0,1,1,0,0) = 1$	$\varphi_2(0,1,1,0,0) = 1$	$\varphi_3(0,1,1,0,0) = 0$	$\varphi_4(0,1,1,0,0) = 0$
6	$\varphi_1(1,1,1,0,0) = 1$	$\varphi_2(1,1,1,0,0) = 1$	$\varphi_3(1,1,1,0,0) = 1$	$\varphi_4(1,1,1,0,0) = 0$
7	$\varphi_1(0,1,1,1,0) = 1$	$\varphi_2(0,1,1,1,0) = 1$	$\varphi_3(0,1,1,1,0) = 1$	$\varphi_4(0,1,1,1,0) = 0$
8	$\varphi_1(1,1,1,1,0) = 0$	$\varphi_2(1,1,1,1,0) = 1$	$\varphi_3(1,1,1,1,0) = 1$	$\varphi_4(1,1,1,1,0) = 0$
9	$\varphi_1(0,0,1,1,0) = 0$	$\varphi_2(0,0,1,1,0) = 0$	$\varphi_3(0,0,1,1,0) = 1$	$\varphi_4(0,0,1,1,0) = 0$
10	$\varphi_1(0,0,0,1,0) = 0$	$\varphi_2(0,0,0,1,0) = 0$	$\varphi_3(0,0,0,1,0) = 1$	$\varphi_4(0,0,0,1,0) = 0$
11	$\varphi_1(1,0,0,1,0) = 1$	$\varphi_2(1,0,0,1,0) = 0$	$\varphi_3(1,0,0,1,0) = 1$	$\varphi_4(1,0,0,1,0) = 0$
12	$\varphi_1(0,1,0,1,0) = 1$	$\varphi_2(0,1,0,1,0) = 0$	$\varphi_3(0,1,0,1,0) = 1$	$\varphi_4(0,1,0,1,0) = 0$
13	$\varphi_1(1,1,0,1,0) = 1$	$\varphi_2(1,1,0,1,0) = 0$	$\varphi_3(1,1,0,1,0) = 1$	$\varphi_4(1,1,0,1,0) = 1$
14	$\varphi_1(0,1,0,1,1) = 1$	$\varphi_2(0,1,0,1,1) = 0$	$\varphi_3(0,1,0,1,1) = 1$	$\varphi_4(0,1,0,1,1) = 1$
15	$\varphi_1(1,1,0,1,1) = 1$	$\varphi_2(1,1,0,1,1) = 0$	$\varphi_3(1,1,0,1,1) = 0$	$\varphi_4(1,1,0,1,1) = 1$
16	$\varphi_1(0,1,0,0,1) = 1$	$\varphi_2(0,1,0,0,1) = 0$	$\varphi_3(0,1,0,0,1) = 0$	$\varphi_4(0,1,0,0,1) = 1$
17	$\varphi_1(1,1,0,0,1) = 1$	$\varphi_2(1,1,0,0,1) = 1$	$\varphi_3(1,1,0,0,1) = 0$	$\varphi_4(1,1,0,0,1) = 1$
18	$\varphi_1(0,1,1,0,1) = 1$	$\varphi_2(0,1,1,0,1) = 1$	$\varphi_3(0,1,1,0,1) = 0$	$\varphi_4(0,1,1,0,1) = 1$
19	$\varphi_1(1,1,1,0,1) = 1$	$\varphi_2(1,1,1,0,1) = 1$	$\varphi_3(1,1,1,0,1) = 1$	$\varphi_4(1,1,1,0,1) = 1$
20	$\varphi_1(0,1,1,1,1) = 1$	$\varphi_2(0,1,1,1,1) = 1$	$\varphi_3(0,1,1,1,1) = 1$	$\varphi_4(0,1,1,1,1) = 1$
21	$\varphi_1(1,1,1,1,1) = 0$	$\varphi_2(1,1,1,1,1) = 1$	$\varphi_3(1,1,1,1,1) = 1$	$\varphi_4(1,1,1,1,1) = 1$
22	$\varphi_1(0,0,1,1,1) = 0$	$\varphi_2(0,0,1,1,1) = 0$	$\varphi_3(0,0,1,1,1) = 1$	$\varphi_4(0,0,1,1,1) = 1$
23	$\varphi_1(0,0,0,1,1) = 0$	$\varphi_2(0,0,0,1,1) = 0$	$\varphi_3(0,0,0,1,1) = 1$	$\varphi_4(0,0,0,1,1) = 1$

Alegerea valorilor 1 și 0 pentru $\alpha_1 \ldots \alpha_9$ se face în scopul obținerii unor dipoli cu număr minim de contacte. În acest fel problema determinării funcțiilor se simplifică. Cu aceste indicații se poate trece la simplificarea și determinarea structurii dipolilor pentru fiecare releu.

Astfel pentru releul A, punînd condiția ca:

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0 \text{ și } \alpha_6 = \alpha_7 = \alpha_8 = \alpha_9 = 1$$

rezultă funcția de lucru simplificată:

$$\varphi_1(k, a, b, c, d) = \bar{k}\, a \cup k\,(\bar{b} \cup \bar{c}) \qquad (25)$$

Se menționează că formula logică completă pentru releul A cuprinde sistemele de valori egale cu 1, trecute în tabela 3 plus sistemele de valori nedeterminate. La fel pentru releele B, C și D. În lucrare sînt date numai rezultatele, deoarece simplificarea necesită un număr extrem de mare de calcule și etape intermediare.

Funcția de lucru a releului B pentru $\alpha_1 = \alpha_2 = \ldots = \alpha_9 = 0$ devine:

$$\varphi_2(k, a, b, c, d) = a\,(b \cup k\,\bar{c}) \qquad (26)$$

Funcția de lucru a releului C, pentru $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_8 = \alpha_9 = 0$ și $\alpha_6 = \alpha_7 = 1$, devine:

$$\varphi_3(k, a, b, c, d) = kc \cup kb \cup c\bar{d} \qquad (27)$$

Funcția de lucru a releului D, pentru $\alpha_1 = \alpha_3 = \alpha_6 = \alpha_8 = \alpha_9 = 1$ și $\alpha_2 = \alpha_7 = 0$, devine:

$$\varphi_4(k, a, b, c, d) = \bar{d} \cup k\, a\, \bar{b}\, c \qquad (28)$$

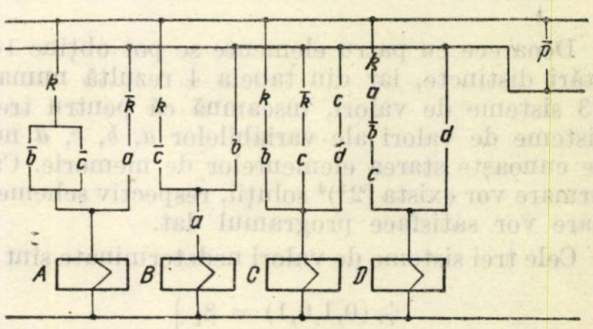


Fig. 3. *Schema simbolică a părții de recepție cu număr minim de relee*

Pe baza formulelor logice (25), (26), (27) și (28) se poate întocmai schema simbolică a părții de recepție, ca în figura 3.

4. SINTEZA SCHEMEI DE MEMORIE

Cu ajutorul contactelor releelor de recepție A, B, C, D, trebuie realizați dipolii cu contacte pentru acționarea releelor de memorie H_1, H_2, H_4, H_6 după combinațiile 1, 2, 4, 6, ca în registrul centralei 7A-2.

Dacă se pleacă de la ecuația caracteristică (20) și se asociază curenților prin înfășurările releelor H_1, H_2, H_4, H_6 variabilelor q_1, q_2, q_4, q_6, atunci funcțiile logice devin :

$$\left.\begin{aligned} q_{1t} &= \psi_1(a_t, b_t, c_t, d_t) \\ q_{2t} &= \psi_2(a_t, b_t, c_t, d_t) \\ q_{4t} &= \psi_4(a_t, b_t, c_t, d_t) \\ q_{6t} &= \psi_6(a_t, b_t, c_t, d_t) \end{aligned}\right\} \qquad (29)$$

Cunoscîndu-se evoluția schemei de recepție $P_1 \dots P_{13}$ și evoluția releelor de memorie, se pot stabili sistemele de valori pentru funcțiile ψ_1, ψ_2, ψ_4, ψ_6, ca în tabela 4.

Pentru β_1, β_2, β_3 se vor da valorile 1 și 0 în scopul obținerii unor dipoli cu număr minim de contacte.

Funcția de lucru pentru releul H_1 se obține pe baza sistemelor de valori care asigură conductibilitatea, adică acelea care au valoarea 1, și a sistemelor nedeterminate, astfel :

$$\psi(a, b, c, d) = abcd \cup abc\bar{d} \cup ab\bar{c}d \cup ab\bar{c}\bar{d} \cup a\bar{b}cd \cup a\bar{b}c\bar{d} \cup$$
$$\cup \bar{a}bcd\beta_1 \cup \bar{a}bc\bar{d}\beta_2 \cup \bar{a}b\bar{c}d\beta_3 \qquad (31)$$

Pentru $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 0$ și folosind regulile de simplificare în relația (31), se obține :

$$\psi_1(a, b, c, d) = a[c(b \cup \bar{d}) \cup \bar{b}\bar{c}] \qquad (32)$$

Funcția de lucru a releului H_2, pentru $\beta_1 = \beta_2 = 1$ și $\beta_3 = 0$, devine :

$$\psi_2(a, b, c, d) = b \qquad (33)$$

Funcția de lucru a releului H_4, pentru $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 0$, devine :

$$\psi_4(a, b, c, d) = c(\bar{a} \cup \bar{b}\bar{d}) \qquad (34)$$

Tabela 4

Succesiunea impulsurilor	Ordinea pozițiilor	Valorile funcției	Valorile funcției	Valorile funcției	Valorile funcției
0	0	$\psi_1(0,0,0,0) = 0$	$\psi_2(0,0,0,0) = 0$	$\psi_4(0,0,0,0) = 0$	$\psi_6(0,0,0,0) = 0$
1	1	$\psi_1(1,0,0,0) = 1$	$\psi_2(1,0,0,0) = 0$	$\psi_4(1,0,0,0) = 0$	$\psi^9(1,0,0,0) = 0$
2	2	$\psi_1(1,1,0,0) = 0$	$\psi_2(1,1,0,0) = 1$	$\psi_4(1,1,0,0) = 0$	$\psi_6(1,1,0,0) = 0$
3	3	$\psi_1(1,1,1,0) = 1$	$\psi_2(1,1,1,0) = 1$	$\psi_4(1,1,1,0) = 0$	$\psi_6(1,1,1,0) = 0$
4	4	$\psi_1(0,1,1,0) = 0$	$\psi_2(0,1,1,0) = 1$	$\psi_4(0,1,1,0) = 1$	$\psi_6(0,1,1,0) = 0$
	5	$\psi_1(0,0,1,0) = 0$	$\psi_2(0,0,1,0) = 0$	$\psi_4(0,0,1,0) = 1$	$\psi_6(0,0,1,0) = 0$
5	6	$\psi_1(1,0,1,0) = 1$	$\psi_2(1,0,1,0) = 0$	$\psi_4(1,0,1,0) = 1$	$\psi_6(1,0,1,0) = 0$
6	7	$\psi_1(1,0,1,1) = 0$	$\psi_2(1,0,1,1) = 0$	$\psi_4(1,0,1,1) = 0$	$\psi_6(1,0,1,1) = 1$
7	8	$\psi_1(1,0,0,1) = 1$	$\psi_2(1,0,0,1) = 0$	$\psi_4(1,0,0,1) = 0$	$\psi_6(1,0,0,1) = 1$
8	9	$\psi_1(1,1,0,1) = 0$	$\psi_2(1,1,0,1) = 1$	$\psi_4(1,1,0,1) = 0$	$\psi_6(1,1,0,1) = 1$
9	10	$\psi_1(1,1,1,1) = 1$	$\psi_2(1,1,1,1) = 1$	$\psi_4(1,1,1,1) = 0$	$\psi_6(1,1,1,1) = 1$
10	11	$\psi_1(0,1,1,1) = 0$	$\psi_2(0,1,1,1) = 1$	$\psi_4(0,1,1,1) = 1$	$\psi_6(0,1,1,1) = 1$
	12	$\psi_1(0,0,1,1) = 0$	$\psi_2(0,0,1,1) = 0$	$\psi_4(0,0,1,1) = 1$	$\psi_6(0,0,1,1) = 1$

Deoarece cu patru elemente se pot obține 16 stări distincte, iar din tabela 4 rezultă numai 13 sisteme de valori, înseamnă că pentru trei sisteme de valori ale variabilelor a, b, c, d nu se cunoaște starea elementelor de memorie. Ca urmare vor exista $(2^3)^4$ soluții, respectiv scheme, care vor satisface programul dat.

Cele trei sisteme de valori nedeterminate sînt :

$$\left.\begin{aligned} \psi_r(0,1,0,1) &= \beta_1 \\ \psi_r(0,1,0,0) &= \beta_2 \\ \psi_r(0,0,0,1) &= \beta_3 \end{aligned}\right\} \qquad (30)$$

Funcția de lucru a releului H_6, pentru $\beta_1 = \beta_3 = 1$ și $\beta_2 = 0$, devine :

$$\psi_6(a, b, c, d) = d \qquad (35)$$

Pe baza relațiilor (32), (33), (34) și (35) se poate alcătui schema simbolică de acționare a releelor de memorie sau de înregistrare, ca în figura 4.

Releele de recepție fiind unice pentru mai multe grupe de relee de memorie, este necesar ca între dipolii releelor de recepție și releelor de memorie să existe comutatoare de serie de

impulsuri ca în figura 2, iar pentru automenținerea releelor de memorie sînt necesare contacte de automenținere, respectiv dipoli de automenținere, notați cu D_m în schema din figura 4.

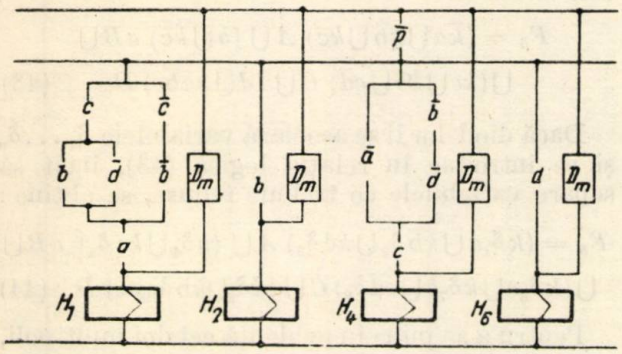


Fig. 4. *Schema simbolică a multipolului de acționare a releelor de fixare rezultată prin sinteză*

5. REDUCEREA ÎNCĂRCĂRII RELEELOR CU CONTACTE PRIN FOLOSIREA DIODELOR

Reducerea numărului de contacte și ca urmare încărcarea releelor se impune în scopul menținerii acelorași parametri atît pentru releele care intră în structura unei scheme modificate, cît și în cazul unor relee la care numărul contactelor trebuie să crească considerabil, ca de pildă pentru releele de recepție și înregistrare.

Este posibil ca numărul de contacte să fie redus dacă în schemă se introduc diode semiconductoare. Problema poate fi tratată grafic sau analitic. În principiu, se caută scoaterea în afara parantezelor a variabilelor asociate elementelor la care se dorește ca încărcarea să fie minimă.

Pentru exemplificare se consideră schema simbolică reprezentată în figura 5, *a*.

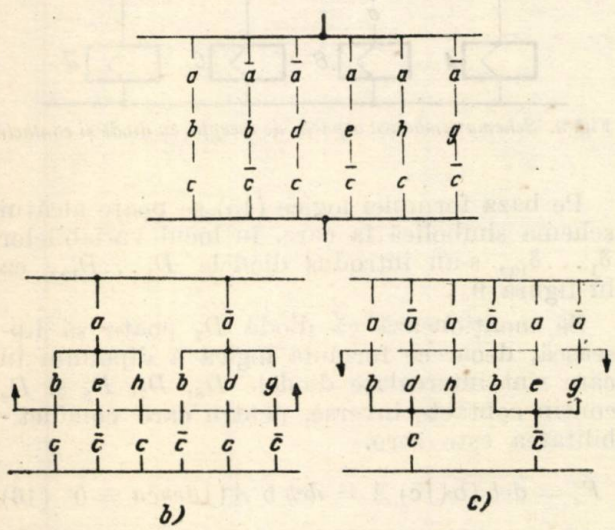


Fig. 5. *Scheme simbolice echivalente*:
a – cu număr mai mare de variabile;
b – cu separarea variabilei *a* și $\bar{a}$;
c – cu separarea variabilei *c* și $\bar{c}$

Relația logică corespunzătoare este:

$$F = abc \cup \bar{a}b\bar{c} \cup \bar{a}dc \cup ae\bar{c} \cup ahc \cup \bar{a}g\bar{c} \quad (36)$$

Dacă se scoate în afara parantezelor variabilele a, $\bar{a}$ și c, $\bar{c}$ se obțin relațiile:

$$F = a(bc \cup e\bar{c} \cup hc) \cup \bar{a}(b\bar{c} \cup dc \cup g\bar{c}) \quad (37)$$

$$F = c(ab \cup \bar{a}d \cup ah) \cup \bar{c}(\bar{a}b \cup ae \cup \bar{a}g) \quad (38)$$

Relațiile (37) și (38) conduc la dipolii reprezentați în figurile 5, *b* și 5, *c*, care sînt funcțional echivalenți.

Dacă se secționează dipolii obținuți, ca în figurile 5, *b* și 5, *c*, se obțin doi multipoli și apoi se refac conexiunile în dreptul variabilelor de pe ramurile comune, se obțin schemele reprezentate în figurile 6, *a* și 6, *b*.

Se constată că dipolii obținuți nu sînt echivalenți cu dipolii din figurile 5, *b* și 5, *c*, deoarece se ajunge la o schemă H (în punte) care conține circuite false.

Trecerea de la o schemă H la dipol π se realizează considerîndu-se conductibilitățile prin toate ramurile schemei.

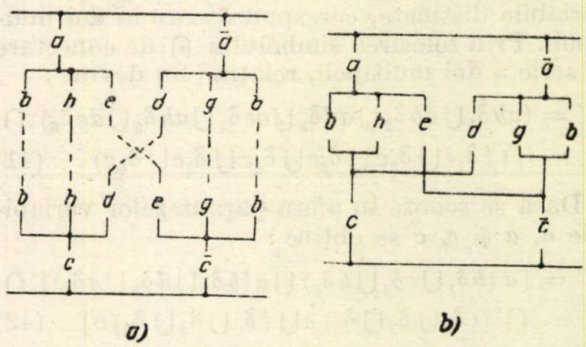


Fig. 6 *Scheme simbolice cu dipoli falși*

Astfel se poate scrie următoarea relație logică:

$$F' = (abc \cup ahc \cup aec \cup \bar{a}dc \cup \bar{a}g\bar{c} \cup \bar{a}b\bar{c}) \cup$$
$$\cup ae(g \cup b)dc \cup \bar{a}d(b \cup h)e\bar{c} \cup a(b \cup h)d(g \cup b)c \cup$$
$$\cup \bar{a}(g \cup b)e(b \cup h)c = F_1' + F_1'' \quad (39)$$

Se constată că F''_1 conține dipoli falși, a căror caracteristică constă în aceea că permit trecerea curenților și în sens invers modului de circulație prin dipolii normali, pentru o anumită polaritate a sursei de alimentare.

Introducerea diodelor semiconductoare în ramurile dipolilor falși, adică în ramurile în care curenții pot circula și în sens invers, permit anularea acestor dipoli, ca în figura 7, ceea ce înseamnă că $F_1'' = 0$ conform relației (39).

Prin acest procedeu, schema din figura 7 devine funcțional echivalentă cu schema inițială din figura 5, *a* sau cu schemele reprezentate în figurile 5, *b* și 5, *c*, iar relațiile logice devin egale $F = F'$. Numărul contactelor se reduce de la 18 la 10, plus patru diode.

Problema poate fi tratată și analitic dacă în fiecare conjuncție se introduce cîte o variabilă δ asociată diodelor semiconductoare, ceea ce se

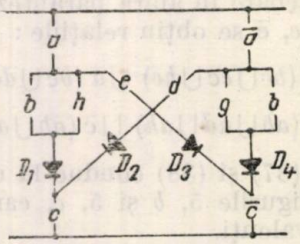


Fig. 7. *Schema simbolică cu anularea dipolilor falși prin introducerea diodelor*

traduce în schema dipolului cu intercalarea diodelor semiconductoare în fiecare ramură. Formula logică devine :

$$F'' = ab\delta_1 c \cup \bar{a}b\delta_2 c \cup \bar{a}d\delta_3 c \cup ae\delta_4 \bar{c} \cup ah\delta_5 c \cup \bar{a}g\delta_6 \bar{c} \quad (40)$$

Dacă se separă variabilele de o parte și de alta a simbolului δ se obțin două grupări de variabile distincte, corespunzătoare la doi multipoli. Prin folosirea simbolului $\cap$ de conectare în serie a doi multipoli, relația (40) devine :

$$F'' = (ab\delta_1 \cup \bar{a}b\delta_2 \cup \bar{a}d\delta_3 \cup ae\delta_4 \cup ah\delta_5 \cup \bar{a}g\delta_6) \cap (\delta_1 c \cup \delta_2 \bar{c} \cup \delta_3 c \cup \delta_4 \bar{c} \cup \delta_5 c \cup \delta_6 \bar{c}) \quad (41)$$

Dacă se scoate în afara parantezelor variabilele a, $\bar{a}$ și c, $\bar{c}$ se obține :

$$F'' = [a(b\delta_1 \cup e\delta_4 \cup h\delta_5) \cup \bar{a}(b\delta_2 \cup d\delta_3 \cup g\delta_6)] \cap [(\delta_1 \cup \delta_3 \cup \delta_5)c \cup (\delta_2 \cup \delta_4 \cup \delta_6)\bar{c}] \quad (42)$$

După refacerea conexiunilor în dreptul celor doi multipoli separați prin diode, se obține schema simbolică reprezentată în figura 8.

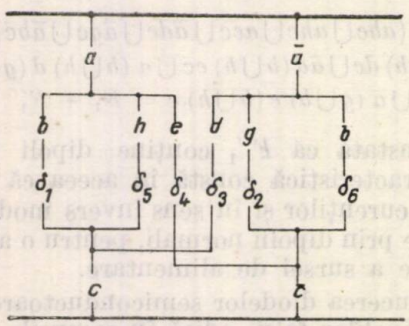


Fig. 8. *Schema simbolică rezultată pe cale analitică*

Se menționează că δ_1 și δ_5, ca de altfel și δ_2 și δ_6, se pot contopi, deoarece $(b \cup h)$ și $(g \cup b)$ nu au alte ramificații și ca urmare se obține aceeași schemă cu diode ca în figura 7, adică cu patru diode.

Prin acest procedeu numărul contactelor din schema de recepție și de memorie poate fi micșorat, mai ales numărul contactelor de impulsuri, care trebuie reduse la o singură comutare, ca la releul *Isr* din registrul centralei 7A-2.

Pentru simplificare, se pleacă de la schema reprezentată în figura 3, a cărei formulă logică este :

$$F_\delta = (\bar{k}a \cup k\bar{b} \cup k\bar{c})\,A \cup (b \cup k\bar{c})\,aB \cup (kc \cup kb \cup c\bar{d})\,C \cup (d \cup ka\bar{b}c)\,D \quad (43)$$

Dacă diodelor li se asociază variabilele $\delta_1 \ldots \delta_n$ și se introduc în relația logică (43), încît să separe variabilele ce trebuie reduse, se obține :

$$F_\delta = (\bar{k}\delta_1 a \cup k\bar{b}\delta_2 \cup k\bar{c}\delta_3)\,A \cup (b\delta_4 \cup k\bar{c}\delta_5)\,aB \cup (\bar{k}\delta_6 c \cup k\delta_7 b \cup c\bar{d}\delta_8)\,C \cup (d\delta_9 \cup k\bar{b}\delta_{10}ac)\,D \quad (44)$$

Pentru a se pune în evidență cei doi multipoli, se procedează ca în exemplul anterior, încît relația (44) devine :

$$F_\delta = \{\bar{k}(\delta_1 \cup \delta_6) \cup k[\bar{b}(\delta_2 \cup \delta_{10}) \cup \bar{c}(\delta_3 \cup \delta_5)] \cup b\delta_4 \cup c\bar{d}\delta_8 \cup d\delta_9\} \cap [(\delta_1 a \cup \delta_2 \cup \delta_3)\,A \cup (\delta_4 \cup \delta_5)\,aB \cup (\delta_6 c \cup \delta_7 b \cup \delta_8)\,C \cup (\delta_9 \cup \delta_{10}ac)\,D] \quad (45)$$

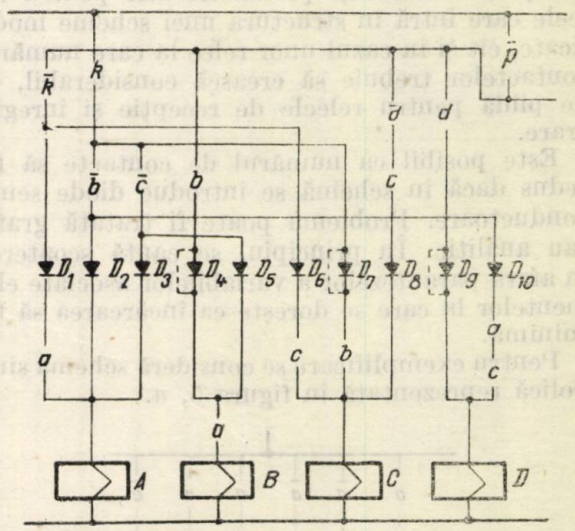


Fig. 9. *Schema simbolică a părții de recepție cu diode și contacte*

Pe baza formulei logice (45) se poate alcătui schema simbolică la care, în locul variabilelor $\delta_1 \ldots \delta_{10}$, s-au introdus diodele $D_1 \ldots D_{10}$, ca în figura 9.

Se menționează că dioda D_7 poate să lipsească, deoarece formula logică a dipolului în care sînt intercalate diodele D_8, D_7, D_3 și D_2 conțin contacte inverse, pentru care conductibilitatea este zero.

$$F_s = \bar{d}cb\,(\bar{b} \cup \bar{c})\,A = dcb\,\bar{b}\,A \cup \bar{d}cb\bar{c}a = 0 \quad (46)$$

De asemenea pot lipsi și diodele D_4 și D_9, deoarece sînt intercalate în circuitele de automenținere.

6. SINTEZA MULTIPOLULUI DE SELECȚIE (DESCIFRATOR).

Cu ajutorul contactelor releelor de memorie trebuie realizat multipolul de selecție prin intermediul căruia se face trecerea de la sistemul combinațional de înregistrare la cel de descifrare, necesar pentru comanda selecției. Dacă ieșirile se notează cu $W_1 \dots W_{10}$, iar curenților la ieșire li se asociază variabilele $\xi_1 \dots \xi_{10}$, atunci funcțiile logice sînt :

$$\left.\begin{aligned} W_{1t} &= \xi_1(h_1,\ h_2,\ h_4,\ h_6)\\ W_{2t} &= \xi_2(h_1,\ h_2,\ h_4,\ h_6)\\ &\vdots\\ W_{10t} &= \xi_{10}(h_1,\ h_2,\ h_4,\ h_6) \end{aligned}\right\} \qquad (47)$$

Ficare funcție $\xi_1 \dots \xi_{10}$ are cîte un sistem de valori care trebuie să conțină toate combinațiile posibile, în cazul de față 16, existînd patru relee. Deoarece schema are caracter selectiv, va trebui ca numai o singură combinație să aibă valoarea 1 din sistemul de valori a fiecărei ieșiri, iar celelalte zero. Ținîndu-se seama de modul de acționare al releelor de memorie, ieșirile vor fi stimulate astfel :

$$\left.\begin{aligned} &\xi_1(1,0,0,0) = 1 \qquad \xi_6(0,0,0,1) = 1\\ &\xi_2(0,1,0,0) = 1 \qquad \xi_7(1,0,0,1) = 1\\ &\xi_3(1,1,0,0) = 1 \qquad \xi_8(0,1,0,1) = 1\\ &\xi_4(0,0,1,0) = 1 \qquad \xi_9(1,1,0,1) = 1\\ &\xi_5(1,0,1,0) = 1 \qquad \xi_{10}(0,0,1,1) = 1 \end{aligned}\right\} \qquad (48)$$

Cu ajutorul sistemului de valori (48) se poate scrie funcția de lucru a multipolului cu zece ieșiri astfel :

$$W = h_1\bar{h}_2\bar{h}_4\bar{h}_6 \cup \bar{h}_1h_2\bar{h}_4\bar{h}_6 \cup h_1h_2\bar{h}_4\bar{h}_6 \cup \bar{h}_1\bar{h}_2h_4\bar{h}_6 \cup$$
$$\cup h_1\bar{h}_2h_4\bar{h}_6 \cup \bar{h}_1\bar{h}_2\bar{h}_1h_6 \cup h_1\bar{h}_2\bar{h}_4h_6 \cup \bar{h}_1h_2\bar{h}_4h_6 \cup$$
$$\cup h_1h_2\bar{h}_4h_6 \cup \bar{h}_1\bar{h}_2h_4h_6 \qquad (49)$$

Pentru obținerea multipolului piramidal se ordonează variabilele din formula (49) astfel :

$$W = h_1\{\bar{h}_2[\bar{h}_4(\bar{h}_6 \cup h_6) \cup h_4\bar{h}_6] \cup h_2[\bar{h}_4(\bar{h}_6 \cup h_6)]\} \cup$$
$$\cup \bar{h}_1\{\bar{h}_2[h_4(\bar{h}_6 \cup h_6) \cup \bar{h}_4h_6] \cup h_2[\bar{h}_4(\bar{h}_6 \cup h_6)]\} \qquad (50)$$

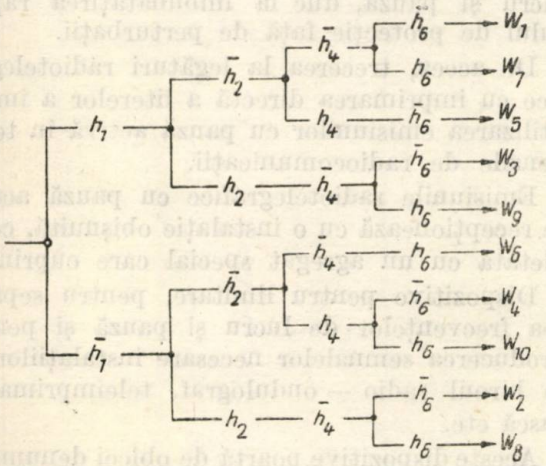


Fig. 10. *Schema simbolică a multipolului de selecție de tip piramidal*

Schema simbolică după formula (50) este reprezentată în figura 10.

Prin această ordonare numărul contactelor scade apreciabil, însă încărcarea releelor nu mai este uniformă. Dacă se face o altă ordonare a variabilelor, se poate ajunge ca încărcarea releelor să fie mai uniformă.

7. CONCLUZII

Registrul, într-o centrală telefonică automată cu așteptare, reprezintă un organ de bază. În cadrarea acestuia în relații logice și scheme simbolice ușurează înțelegerea funcționării și deschide perspective de simplificare și modernizare. Se dovedește că rezolvarea pe baze empirice a registrului s-a făcut cu respectarea condițiilor de bună funcționare, însă nu corespunde din punct de vedere economic, după cum rezultă din sinteza părții de recepție, care poate fi realizată cu un număr de patru relee în loc de 12 cîte există în prezent în registrul centralei automate 7 A-2. Pentru ficcare registru rezultă o economie de opt relee în cazul că s-ar construi centrale automate care ar conține pentru partea

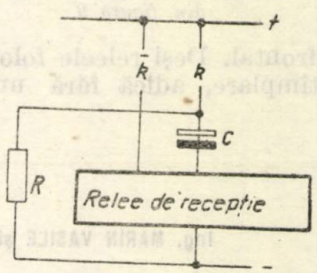


Fig. 11. *Schema îmbunătățită a releelor de recepție*

de recepție a impulsiilor patru relee. La un număr de 1 500 registre, cîte există în rețeaua Bucureștiului, ar rezulta o economie de 12 000 relee.

Numărul de patru relee pentru recepționarea impulsiilor ridică unele probleme tehnice legate de evoluția schemei. Astfel, timpul de acționare al releelor trebuie să fie comparabil cu durata impulsiilor. Dacă timpul de acționare este mult mai mic atunci pe durata unui impuls pot să acționeze mai multe relee. Problema poate fi rezolvată dacă în serie cu contactul de impulsii k (fig. 9) se introduce un circuit de derivare format dintr-un condensator C și o rezistență R ca în figura 11. În acest fel, acționarea releelor nu mai este influențată de durata impulsiilor.

Verificarea rezultatelor teoretice s-a făcut cu ajutorul unei machete, construită în laboratoarele Institutului politehnic, a cărei fotografie se vede în figura 12.

Macheta conține un disc telefonic de apel, releul de impulsii folosit în centrala 7 A-2, iar pentru releele de recepție notate cu A, B, C, D

s-au folosit relee de tip RPN. Combinațiile de cod ale acestor relee sînt urmărite cu ajutorul a patru becuri montate jos, în partea stîngă

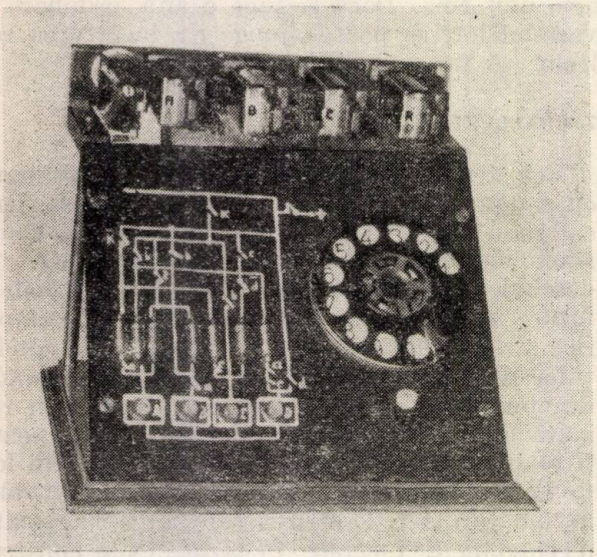


Fig. 12. *Macheta realizată după schema de principiu din figura 9*

a panoului frontal. Deși releele folosite au fost luate la întîmplare, adică fără un calcul al parametrilor electrici, totuși macheta funcționează în condiții foarte bune.

Celelalte probleme din lucrare ca : sinteza releelor de memorie, sinteza multipolului de selecție și reducerea numărului de contacte prin introducerea diodelor semiconductoare ajută la rezolvarea problemelor de comutație în general și comutație telefonică în special, deosebit de actuale în această etapă. Mai mult, registrul, prin complexitatea sa, se pretează în condiții foarte bune la înlocuirea dispozitivelor electromagnetice cu elemente fără contacte, a căror superioritate este incontestabilă în ceea ce privește timpul de comutație și durata funcționării.

Stabilirea numărului optim de relee, pe baza unui program de lucru dat, conduce la un dispozitiv de recepție mult mai perfecționat, la care evoluția schemei nu mai este influențată de durata impulsiilor. O astfel de sinteză va fi prezentată într-o lucrare viitoare.

BIBLIOGRAFIE

[1] MOISIL, GR. *Teoria algebrică a mecanismelor automate.* Editura tehnică, București, 1959.

[2] MARINESCU, N., BARBU, E., *Teoria circuitelor de comutație.* București, Editura didactică și pedagogică, 1962.

Ing. MARIN VASILE și RADU VASILE

Instalații de recepție pentru radiocomunicații cu deviație de frecvență de tip F1 și F6

În ultimii ani, comunicațiile radiotelegrafice din sectorul poștal se fac, în majoritate, cu ajutorul codului uniform, folosind aparate pentru imprimarea directă a mesajelor, fapt ce a determinat mărirea considerabilă a acestui fel de lucru.

Pentru realizarea legăturilor radiotelegrafice cu imprimarea directă a telegramelor, este necesar să se asigure un raport semnal /perturbație relativ ridicat — 15 ... 20 dB, deoarece nu se mai face uz de proprietățile selective ale urechii și de inteligibilitatea radiotelegrafistului.

În emisiunile modulate în amplitudine A1, datorită perturbațiilor din pauzele dintre impulsuri, realizarea unui raport de protecție de 15 ... 20 dB pentru legături la mare distanță impune folosirea la emisiune a unui echipament costisitor-emițător de mare putere și antene speciale.

În emisiunile modulate în F1 (cu pauză activă), datorită existenței semnalului în tot timpul transmisiei, efectul perturbațiilor este mult atenuat prin introducerea la recepție a controlului automat al amplificării fără inerție și al limitatoarelor.

Acestea, împreună cu folosirea unor montaje diferențiale pentru separarea frecvențelor de lucru și pauză, duc la îmbunătățirea raportului de protecție față de perturbații.

De aceea, trecerea la legături radiotelegrafice cu imprimarea directă a literelor a impus utilizarea emisiunilor cu pauză activă în toate benzile de radiocomunicații.

Emisiunile radiotelegrafice cu pauză activă se recepționează cu o instalație obișnuită, completată cu un agregat special care cuprinde :

Dispozitive pentru limitare, pentru separarea frecvențelor de lucru și pauză și pentru producerea semnalelor necesare instalațiilor de la biroul radio — ondulograf, teleimprimator, cască etc.

Aceste dispozitive poartă de obicei denumirea de adaptoare (FSK FREQUENCY SHIFTS KEING).

După modul de separare a frecvențelor de pauză și de lucru distingem două grupe de adaptoare :

— cu discriminator,

— cu filtre.

Deoarece atît limitarea cît și separarea frecvențelor de lucru și de pauză se poate face cu ambele tipuri, fie în frecvența audio, fie în frecvența intermediară a receptorului, rezultă o serie de variante.

La adaptorul cu discriminator în frecvența intermediară, semnalul de radiofrecvență este adus la o frecvență intermediară de valoare scăzută (25 kHz), trecut printr-un limitator și aplicat la un discriminator liniar obișnuit.

La adaptorul cu discriminator în audiofrecvență, semnalul de frecvență intermediară din receptor este mixat încă o dată pentru a se obține frecvențele audio, care sînt separate și cu circuite acordate pe frecvențele respective.

La ambele sisteme, după detecția de amplitudine a frecvențelor, se produc semnale polarizate de curent continuu, care sînt trecute prin filtre de joasă frecvență (300 Hz) și prin alte circuite de îmbunătățire a formei semnalului, la sistemul de imprimare.

Prima variantă — discriminator pe frecvența intermediară — se caracterizează prin avantajele :

— limitatorul, avînd ca sarcină circuite acordate, nu produce armonici supărătoare ;

— nu mai intervine instabilitatea de frecvență dată de oscilatorul pentru al doilea mixer.

Ea prezintă însă, și dezavantaje :

— un acord dificil al receptorului, pentru ca cele două frecvențe purtătoare de mesaj să se plaseze simetric față de nulul discriminatorului ;

— necesitatea realizării unui discriminator stabil și cu pantă mare.

A doua variantă prezintă avantajul unei ușoare separări a frecvențelor de lucru și de pauză și al unei eficacități a acordului, însă limitarea în joasă frecvență produce armonici care pot acționa dispozitivele de imprimare, producînd erori.

La prima vedere s-ar părea că sistemul cu discriminator, avînd o caracteristică liniară într-o bandă de frecvență suficient de largă, ar fi foarte tolerant la instabilitatea de frecvență.

În practică însă, această instabilitate produce la ieșirea discriminatorului importante deformări ale semnalelor.

Avantajul principal al sistemului cu discriminator constă în posibilitatea recepționării corespondenților care lucrează cu ecarturi de frecvență diferită.

La sistemul cu filtre se lucrează în audiofrecvență. Cu acest sistem distorsiunile sînt mult mai mici, însă instalația este mai complicată și mai scumpă.

Avînd în vedere că în comunicațiile comerciale transmiterea mesajelor fără erori este de cea mai mare importanță, în instalațiile realizate pînă acum se folosesc adaptoare FSK cu filtre.

Pentru radiocomunicațiile în unde decametrice (3 . . .30 MHz), unde s-a ajuns la o normalizare a ecarturilor de frecvență — la o valoare de 400 . . . 800 Hz —, s-au construit două tipuri de adaptoare ; FSK — US 1 pentru ecart 400 Hz și 800 Hz, cu un singur canal ; FSK — US 2 pentru telegrafie multiplă, cu aceleași ecarturi.

Schema acestor adaptoare este dată în figura 1.

Pentru înlăturarea perturbațiilor care produc frecvențe apropiate frecvenței recepționate și a stațiilor care lucrează în canale alăturate stației recepționate, se folosește la intrare în adaptor un filtru „trece-bandă" pentru frecvențele utile cu lărgimea de circa 2 kHz.

Semnalele utile sînt amplificate la un nivel suficient pentru a fi limitate de etajul următor.

Pentru separarea frecvențelor se folosesc filtre de tip diferențial și se fac următoarele combinații :

— Pentru FSK-US 1, cu ajutorul unui comutator circuitele acordate se modifică prin schimbarea valorilor capacităților, pentru a obține :

ecart 400 Hz, F1 = 4300 Hz, F2 = 4700 Hz,
ecart 800 Hz, F1 = 4100 Hz, F2 = 4900 Hz.

Frecvențele F1 și F2 necesare se obțin prin reglajul oscilatorului de bătăi din receptor.

Pentru FSK-US 2, cu ajutorul comutatorului se aleg astfel circuitele acordate, încît la ieșirea transformatoarelor diferențiale se obține :

	TR 1	TR 2
Ecart 400 Hz	F2	F3
Ecart 800 Hz	F1	F3
Canalul I	F1 și F3	F2 și F3
Canalul II	F1 și F2	F3 și F4

Se observă că s-au realizat filtre de bandă cu o caracteristică de frecvență care rezolvă combinațiile necesare pentru diferite moduri de lucru.

S-a considerat că nu este avantajos să se realizeze adaptoare care să redea simultan ambele canale ale stației recepționate, dar este util să se poată alege oricare dintre cele două canale.

Frecvențele de lucru adoptate sînt :

F1 = 3800 Hz F2 = 4200 Hz F3 = 4600 Hz
F4 = 5000 Hz.

Alegerea lor s-a făcut astfel ca frecvența să aibă valori cît mai scăzute, dar să se evite ca armonicele frecvențelor inferioare să cadă în apropierea frecvențelor superioare și să fie eliminată frecvența-imagine provenită de la cel de al doilea oscilator al receptorului.

După separare, semnalele sînt amplificate în etaje separate, la nivelul necesar, și transformate în impulsuri de curent continuu.

Aceste impulsuri sînt aduse la forma rectangulară și acționează asupra dispozitivelor care dau semnale pentru biroul radio.

Se realizează semnale de curent continuu capabile să manipuleze un releu telegrafic polarizat cu o sensibilitate de 4 mA (de la sistemele WTR) și simultan se produc semnale tonale pentru ascultarea în cască și pentru transmiterea pe 600 Ω cu un nivel de + 1 N.

Radiotelegrafia cu manipulare prin deviație de frecvență la unde kilometrice se caracterizează prin utilizarea ecarturilor de frecvență mici de 50 ... 300 Hz.

Micșorarea valorii deviației de frecvență impune mărirea stabilității frecvenței la emisiune și recepție, precizia în fixarea valorii deviației de frecvență și stabilitatea ei în timp.

Tipurile de adaptoare folosite la recepționarea pentru unde decametrice nu mai sînt utilizabile pentru unde kilometrice și nici receptoarele obișnuite de trafic pe UL nu pot face față noilor condiții.

Astfel, în scopul rezolvării acestei probleme, a fost necesară realizarea unor receptoare speciale de trafic, a căror schemă de principiu este dată în figura 2 și care constă din :

— amplificatorul de radiofrecvență T_1;
— oscilatorul local pentru mixer I T_2;
— mixerul I T_3;
— amplificatorul de frecvență intermediară T_4;
— amplificatorul de frecvență intermediară T_5;
— limitatorul T_6;
— amplificatorul de frecvență intermediară T_7;
— mixerul II T_8;
— discriminatoarele T_9 și T_{10};
— amplificatoarele cascadă T_{11} și T_{12};
— manipulatorul de semnale tonale T_{13};
— oscilatorul de 1 000 Hz T_{14};
— amplificatorul de linie T_{17};
— stabilizatorul de tensiune T_{15};
— redresor T_{16}.

Caracteristicile principale ale unui astfel de receptor sînt :

1). Banda frecvențelor recepționate 60 ... 120 kHz împărțită în patru game :

I. 60 ...75 kHz;
II. 75 ... 90 kHz;
III. 90 ... 105 kHz;
IV. 105 ... 20 kHz.

2. Valoarea frecvenței intermediare de 25 kHz.

3. Deviația de frecvență de 50 ... 300 Hz.

4. Sensibilitate — pentru o funcționare sigură cu ecartul minim de frecvență — mai bună de 15 μV.

5. Atenuarea frecvenței — imagine mai bună de 50 dB.

6. Ieșire :

— impulsuri dreptunghiulare c. c. 4 mA/120 Ω;
— impulsuri dreptunghiulare tonale (1 000 Hz) + 1 N/600 Ω.

La stabilirea schemei generale a acestui receptor s-au pus următoarele probleme mai deosebite :

a) Adoptarea discriminatorului pentru separarea frecvențelor lucru — pauză se impunea deoarece stațiile care sînt recepționate funcționează cu ecarturi de frecvență diferite, între 50 ... 300 Hz, și pentru a se evita multiplicările de frecvență în cazul ecarturilor mici (50 Hz).

Discriminatorul trebuie să aibă o pantă $\Delta V/\Delta f$ cît mai mare, pentru a asigura la ieșire un nivel suficient, care să acționeze circuitele următoare.

Pentru aceasta, circuitele decalat acordate ale discriminatorului au fost realizate pe toruri de ferocart, care asigură un factor de calitate ridicat, iar sarcina lui s-a ales de valoare mare.

S-a realizat $\Delta V/\Delta f > 0{,}22$ V/Hz, la o frecvență de 25 kHz.

b) În vederea realizării unei pante a discriminatorului cît mai mare, se impunea adoptarea unei valori cît mai scăzute pentru frecvența intermediară, astfel ca deviația relativă de frecvență $\Delta f/f$ să se apropie de valorile indicate în literatură unde se recomandă $\frac{\Delta f}{f} = 0{,}5-0{,}9$ %.

S-a adoptat pentru frecvența intermediară valoarea de 25 KHz, ceea ce asigură în condițiile cele mai dezavantajoase, un raport $\frac{\Delta f}{f} = 0{,}2$ % care, datorită măsurilor luate la realizarea discriminatorului permite funcționarea normală.

O valoare mai scăzută pentru frecvența intermediară ar fi complicat în mare măsură problema realizării unei atenuări satisfăcătoare (circa 60 dB) a frecvenței-imagine.

c) Datorită aglomerării stațiilor în banda de unde kilometrice alocată radiocomunicațiilor, datorită ecartului mic de frecvență cu care se lucrează în undele kilometrice, datorită valorii scăzute a frecvenței intermediare adoptate din motivele arătate mai sus, se impunea luarea unor măsuri mai severe pentru satisfacerea selectivității receptorului și pentru atenuarea frecvenței-imagine.

S-a folosit un circuit de intrare format dintr-un filtru de bandă acordabil pe frecvența recepționată cu o bandă de trecere de circa

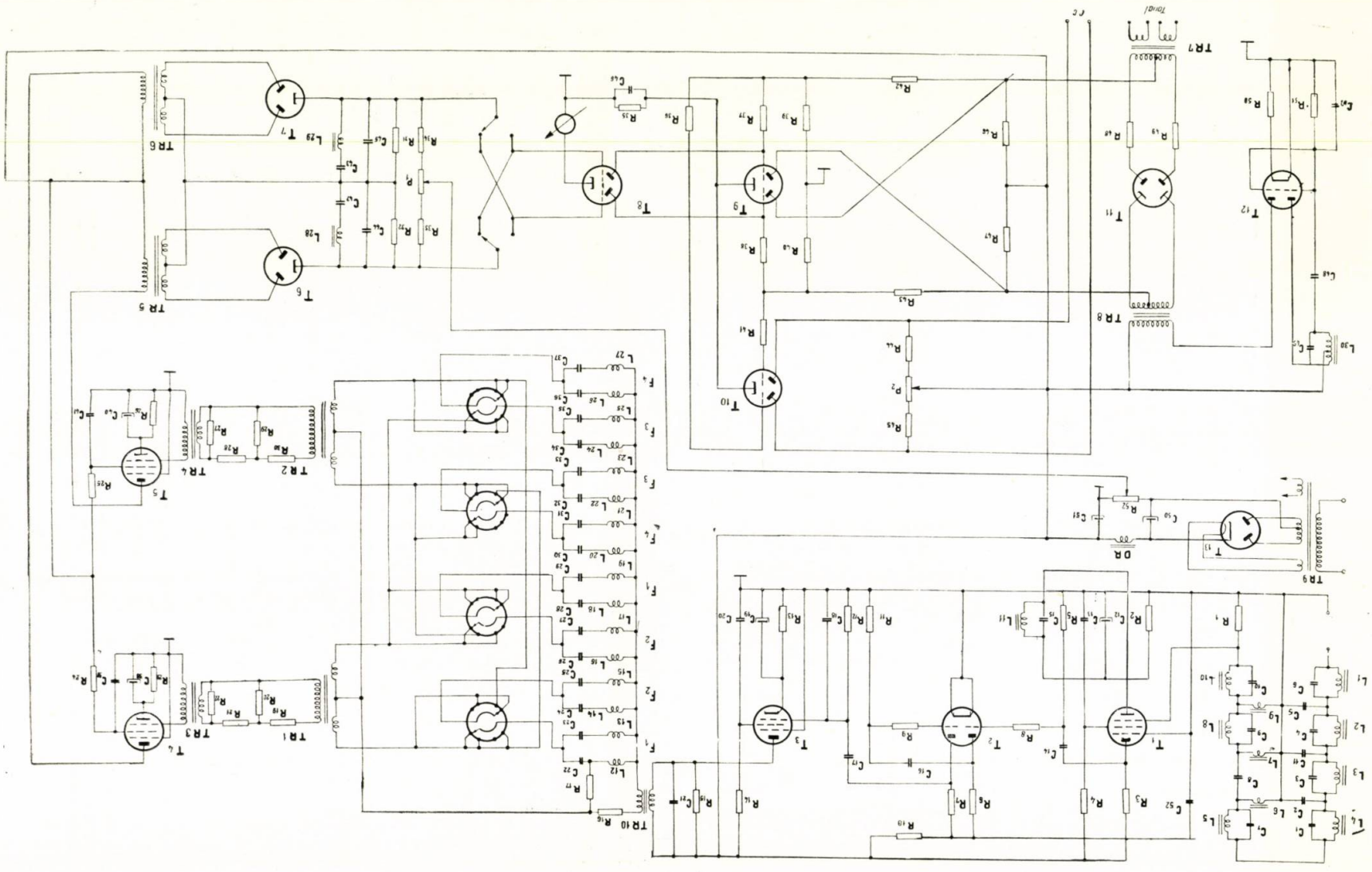
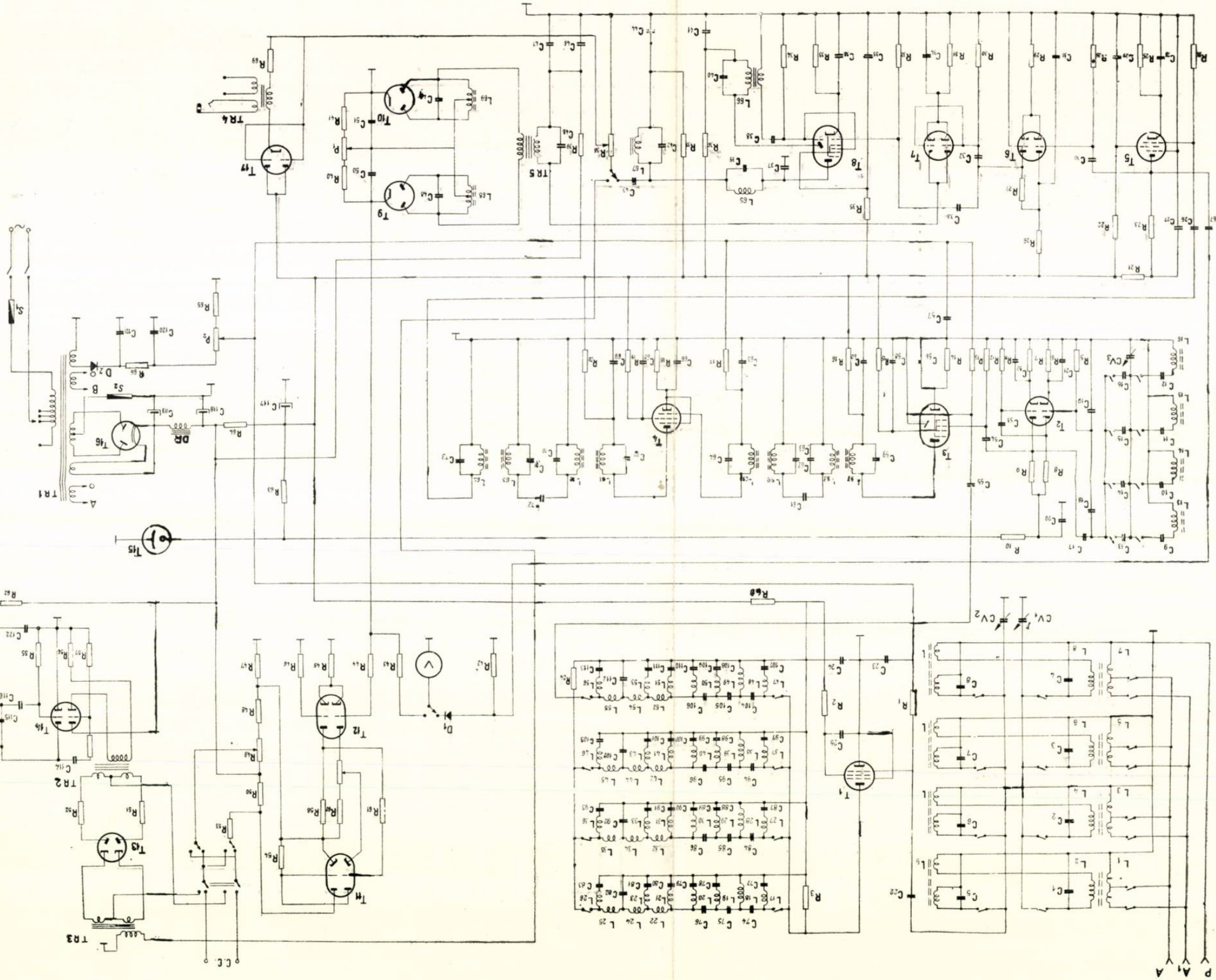


Fig. 1

TB 10 p

Fig. 2



800 Hz. Schema de principiu a acestui filtru este curent utilizată în receptoarele de bună calitate, iar pentru realizare s-au folosit materiale de calitate și anume miezuri de ferocart toroidale bobinate cu liță de IF și condensatoare de bună calitate, care au permis obținerea unui factor de calitate ridicat Q = 140.

Datorită valorii scăzute a frecvenței intermediare, frecvența-imagine determinată de $f_{imag} = f_{rec} + 2 f_{int}$ este apropiată de frecvența recepționată și circuitele de intrare nu pot asigura o atenuare satisfăcătoare (> 50 dB) a acesteia.

Pentru aceasta, în circuitul anodic al amplificatorului de RF s-au introdus filtre de bandă pentru fiecare gamă de lucru a receptorului.

Gamele de lucru ale receptorului sînt de numai 15 kHz, iar filtrele de bandă asigură o atenuare de circa 40 dB la frecvența-imagine, care, împreună cu atenuarea de circa 20 dB dată de circuitele de intrare, rezolvă satisfăcător problema frecvenței-imagine și a interferării a două stații situate la 25 kHz una de alta.

Receptorul avînd game de lucru de numai 15 kHz, se asigură posibilitatea acordului precis pe stația recepționată, fără să se folosească o demultiplicare prea complicată.

Intrarea de antenă în receptor poate fi făcută fie pe o impedanță mare cu o antenă de recepție pe unde lungi obișnuită, fie pe o impedanță mică de 75 Ω și folosind un cablu coaxial. S-a realizat intrarea de mică impedanță pentru folosirea unei antene directive cu ferită în cazul necesității atenuării efectului unor eventuale interferențe ale semnalului dorit cu semnale perturbatoare de aceeași frecvență dar provenind din alte direcții.

Amplificatoarele de medie frecvență au fost realizate folosind schema clasică cu circuite acordate cuplate slab, inductiv și capacitiv. S-a realizat o bandă de trecere de circa 800 Hz pentru fiecare etaj. Astfel banda de trecere totală a receptorului este de circa 400 Hz, asigurîndu-se o atenuare de 50 dB la un kHz față de frecvența recepționată.

Deoarece ecartul de frecvență cel mai mic este de 50 Hz, o problemă de cea mai mare importanță este obținerea unei frecvențe stabile a oscilatorului local.

Pentru aceasta s-au luat următoarele măsuri:

— s-a luat o valoare mare a factorului de calitate a circuitului oscilant;

— s-a micșorat influența variației regimului de funcționare a tubului oscilator asupra circuitului oscilant;

— s-a redus numărul armonicelor la oscilațiile produse;

— s-a folosit un montaj Colpitts cu reacție printr-un tub suplimentar în vederea micșorării energiei consumate pentru reacție, avînd ca rezultat mărirea factorului de calitate a circuitului oscilant.

Influența variației capacităților dintre electrozii tubului este mult micșorată, avînd în paralel capacități de valoare mare, obținîndu-se totodată și filtrarea armonicelor.

Pentru stabilizarea tensiunii anodice s-a folosit un stabilizator ionic.

Bobinele au fost executate pe miezuri toroidale de ferocart cu liță de IF, obținîndu-se un $Q = 200$, și au fost montate în casete speciale pentru micșorarea influenței variației de temperatură.

Alunecarea de frecvență în gama superioară, datorită variației capacității tubului, este:

$$\delta_f = \frac{\pi f_0^2 \Delta_c}{QS}$$

în care:

δ_f este alunecare de frecvență, în Hz;
f_0 — frecvența de rezonanță a circuitului oscilant al oscilatorului, în Hz;
Q — factorul de calitate;
S — panta tubului;
Δ_c — variația capacității tubului.

Presupunînd că $f_0 = 100$ kHz, $Q = 200$, $S = 6$ m A/V și $\Delta c = 0{,}5$ pF rezultă:

$$\delta_f = \frac{\pi \cdot 10^{10} \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-12}}{200 \cdot 6 \cdot 10^{-3}} = \frac{3{,}14 \cdot 0{,}5}{120} = \frac{1{,}57}{120} = 0{,}013 \text{ Hz}$$

și o stabilitate

$$\frac{\delta f}{f_0} = 1{,}3 \cdot 10^{-7}$$

Stabilitatea realizată este de $5 \cdot 10^{-6}$ pentru variații ale tensiunii de alimentare de $\pm 10\%$.

Instalațiile realizate asigură în bune condiții legăturile radiotelegrafice internaționale.

Anexă 1 (fig. 1)

Tuburile electronice folosite

1. T_1, T_3 = 6 X 8
2. T_2, T_{12} = 6 H 8
3. T_4, T_5 = 6 X 4
4. T_6, T_7, T_{11} = 6 X 6
5. T_9, T_{10} = 6 H 7
6. T_8 = E C C 91
7. T_{13} = 5 Ц 4

Rezistențe chimice

8. R_1, R_{22}, R_{27}, = 600 Ω 2% 0,5 W
9. R_2, R_{13} = 500 Ω 10 % 0,5 W
10. R_{23}, R_{26} = 200 Ω 10% 0,5 W
11. R_4, R_5, R_8, R_9, R_{11} = 300 kΩ 10% 0,5 W
12. R_{14}, R_{33}, R_{34}, R_{48}, R_{49} = 100 kΩ 10% 0,5 W
13. R_{12}, R_{15}, = 10 kΩ 10% 0,5 W
14. R_3 = 50 kΩ 10% 0,5 W
15. R_{24}, R_{25} = 150 kΩ 10% 0,5 W
16. R_{34}, R_{32} = 200 kΩ 10% 0,5 W
17. R_{37}, R_{38} = 30 kΩ 10% 0,5 W
18. R_{36}, R_{41}, R_{51}, = 1 mΩ 10% 0,5 W
19. R_{50} = 1 kΩ 10% 0,5 W
20. R_{16} = 60 Ω 5% 0,5 W

21. R_{17} = 10 Ω 1% 0,5 W
22. R_{10}, R_{43}, R_{42} = 100 kΩ 10% 1 W
23. R_6, R_7 = 10 kΩ 10% 1 W
24. R_{39}, R_{40} = 30 kΩ 10% 1W
25. R_{46}, R_{47}, = 50 kΩ 10% 1 W
26. R_{44}, R_{45} = 4k Ω 10% 1 W
27. R_{35} = 3 kΩ 10% 1 W

Rezistenţe bobinate

28. R_{52} = 1 kΩ 6W

Condensatoare hîrtie metalizată

29. C_{14}, C_{17}, C_{20}, C_{39}, C_{41} = 0,1 μF 10% 650 V
30. C_{46} = 1 μF 10% 250 V
31. C_{52} = 0,5 μF 10% 450 V
32. C_{42}, C_{43}, C_{44}, C_{45}, C_{48}, C_{49} = 20 000 pF 10% 450 V

Condensatoare cu mică

33. C_{14}, C_{16} = 1 000 pF 10% 250 V
34. C_{18} = 5 000 pF 10% 250 V
35. C_{21} = 2 000 pF 10% 250 V
36. C_{47} = 500 pF 10% 250 V

Condensatoare electrolitice

37. C_{13}, C_{19}, C_{38}, C_{40} = 25 μF/35 V
38. C_{50}, C_{51} = 50 μF/450 V

Potenţiometre

39. P_1 = 100 kΩ 0,5 W
40. P_2 = 1 kΩ 1 W

Anexa 2 (fig. 2)

Tuburile electronice şi diodele semiconductoare folosite

1. T_1, T_4, T_5 = 6 X 5 П
2. T_3, T_8 = 6 И 1 П
3. T_7, T_{11}, T_{12}, T_{17} = 6 Н 1 П
4. T_2, T_6, T_{14} = 6 Н 3 П
5. T_9, T_{10}, T_{13} = 6 X 2 П
6. T_{15} = С Г 4 С
7. T_{16} = 5 Ц 4
8. D_1, D_2 = Д 2 Е

Rezistenţe chimice

9. R_2, R_{19}, R_{22}, R_{25}, R_{36} = 100 kΩ ± 10% 0,5 W
10. R_{32}, R_{40}, R_{41} = 200 kΩ ± 10% 0,5 W
11. R_{23}, R_{37}, R_{57} = 22 kΩ ± 10% 0,5 W
12. R_{12}, R_{16}, R_{20}, R_{21}, R_{27}, R_{29}, R_{55}, R_{65} = 10 kΩ 10% 0,5 W
13. R_{15}, R_{42}, R_{51}, R_{52}, R_{58}, R_{60} = 60 kΩ 10% 0,5 W
14. R_3, R_4, R_{29}, R_{66} = 2,5 kΩ 10% 0,5 W
15. R_6, R_7, R_{10}, R_{26}, R_{33}, R_{45}, R_{67}, R_{68} = 1 kΩ 10% 0,5 W
16. R_{14}, R_{25}, R_{31}, R_{56} = 330 Ω 10% 0,5 W
17. R_{43}, R_{44} = 1 MΩ 0,25 W
18. R_1, R_{17}, R_{54}, R_{59}, R_{61} = 500 kΩ 0,25 W
19. R_5, R_{11}, R_{13}, R_{24}, R_{28}, R_{30}, R_{34} = 100 kΩ 0,25 W
20. R_{46} = 5 kΩ 0,25 W
21. R_8, R_9, R_{50} = 10 kΩ 10% 1 W
22. R_{33} = 4,7 kΩ 10% 1W
23. R_{62} = 10 kΩ 10% 2 W

Rezistenţe bobinate

24. R_{47}, R_{49} = 1,5 kΩ 10% 3 W
25. R_{48} = 4,5 kΩ 10% 8W
26. R_{63} = 2,5 kΩ 10% 5W
27. R_{64} = 1 kΩ 10% 15 W

Potenţiometre chimice

28. R_{28}, P_2 = 220 kΩ 0,5 W
29. P_1 = 330 kΩ 0,5 W

Condensatoare variabile cu aer

30. C V_1, C V_2, C V_3 = 510/16 pF

Condensatoare ceramice

31. C_{33} = 10 pF 10% 250 V
32. C_{38} = 51 pF 10% 250 V
33. C_{61}, C_{72} = 30 pF 10% 250 V

Condensatoare cu mică

34. C_1, C_5 = 700 pF 1% 500 V
35. C_2, C_6 = 920 pF 1% 500 V
36. C_3, C_7 = 1 130 pF 1% 500 V
37. C_4, C_8 = 1 350 pF 1% 500 V
38. C_9 = 3 710 pF 1% 500 V
39. C_{10} = 5 510 pf 1% 500 V
40. C_{11} = 7 720 pF 1% 500 V
41. C_{12} = 10 220 pF 1% 500 V
42. C_{13} = 790 pF 1% 500 V
43. C_{14} = 850 pF 1% 500 V
44. C_{15} = 1 030 pF 1% 500 V
45. C_{16} = 1 200 pF 1% 500 V
46. C_{17} = 300 pF 10% 500 V
47. C_{18} = 10 000 pF 10% 500 V
48. C_{19} = 30 000 pF 10% 500 V
49. C_{48}, C_{49} = 1 000 pF 10% 500 V

Condensatoare Styroflex

50. C_{22}, C_{53}, C_{55} = 500 pF 10% 250 V
51. C_{26}, C_{30}, C_{32}, C_{40}, C_{42} = 3 300 pF 10% 250 V
52. C_{37}, C_{39} = 360 pF 10% 250 V
53. C_{59}, C_{62}, C_{63}, C_{64}, C_{67}, C_{70}, C_{71}, C_{73} = 2 000 pF 5% 250 V

Condensatoare hîrtie metalizată

54. C_{20}, C_{21}, C_{23}, C_{24}, C_{25}, C_{26}, C_{27}, C_{28}, C_{29}, C_{34}, C_{35}, C_{36}, C_{41}, C_{44}, C_{46}, C_{52}, C_{56}, C_{57}, C_{58}, C_{60}, C_{65}, C_{66}, C_{68}, C_{99}, C_{122} = = 0,1 μF 10% 650 V

Condensatoare electrolitice

55. C_{31}, C_{47} = 8 μF/450 V
56. C_{117} = 32 μF/450 V
57. C_{118}, C_{119} = 50 μF/450 V
58. C_{120}, C_{121} = 25 μF/50 V

BIBLIOGRAFIE

[1] CARTIANU, GH. *Modulaţia de frecvenţă*. Bucureşti, Editura Academiei RPR, 1958.

[2] NICOLESCU, V. *Aparate de recepţie*. Bucureşti, Editura tehnică, 1959.

[3] NOVICOV, V. A. *Comunicaţii la mare distanţă*, Bucureşti, Editura tehnică, 1953.

[4] Buletinul Telecomunicaţiilor IDT. Extrase Vestnik Sveazi nr. 2, 1956, pag. 13–17.

Ing. EREMIA MIHĂILESCU

Radioreceptoarele „Darclée 2", „Select 2", „Carmen 3" și „Miorița 3"

În dorința de a pune la dispoziția oamenilor muncii aparate cît mai bune, cît mai aspectuoase și în același timp cît mai ieftine, care să corespundă exigențelor mereu crescînde ale publicului nostru consumator, colectivul de muncitori, ingineri și tehnicieni de la Uzinele Electronica au conceput și pus în fabricație, în cursul anului 1963, o serie de noi radioreceptoare, îmbunătățite calitativ și în special ca mod de prezentare față de aparatele anului 1962. Toate aceste aparate se prezintă ca variante îmbunătățite ale radioreceptoarelor construite în anul 1962 și printre ele sînt :

— Radioreceptorul S 631 A „DARCLÉE 2", este o variantă constructivă a radioreceptorului S 622 A „DARCLÉE", cu schema și performanțele electrice identice, diferind prin casetă și sistemul acustic folosit.

— Radioreceptorul S 633 A „SELECT 2" reprezintă o reeditare a vechiului radioreceptor S 625 A „SELECT" prezentat însă într-o nouă casetă, cu linie modernă, mult mai atractivă și mai plăcută ochiului.

— Noul radioreceptor popular S 632 A „CARMEN 3" este echivalent din punct de vedere mecanic și electric cu radioreceptorul S 624 A „CARMEN 2", fabricat în anul 1962, însă într-o prezentare nouă, modernă și atrăgătoare.

— Radioreceptorul de masă cu tranzistoare S 618 T_3 „MIORIȚA" este a 3-a variantă îmbunătățită a radioreceptorului S 618 T „MIORIȚA" fabricat în anul 1962, avînd aceeași schemă electrică și aceleași performanțe electroacustice ca și S 618 T_2 „MIORIȚA 2", prezentat însă într-o nouă formă de încasetare.

Vom face o scurtă prezentare tehnică a celor patru radioreceptoare noi, apărute în rețeaua comercială, pentru informarea amatorilor de radio asupra soluțiilor constructive alese și performanțelor electroacustice realizate.

I. RADIORECEPTORUL S 631 A „DARCLÉE 2"

1. Descrierea sumară

Radioreceptorul este de tip superheterodină, cu 5+2 tuburi electronice din seria „Noval" E 80, destinat pentru recepția emisiunilor cu modulație de amplitudine și frecvență, precum și pentru redarea discurilor (fig. 1).

Este alimentat numai din rețeaua de curent alternativ (50 Hz) la tensiunile de 110 V, 120 V și 220 V.

Aparatul este prevăzut cu indicator optic de acord, cu antenă dipol pentru recepționarea emisiunilor pe gama UUS, cu reglaj de ton pentru frecvențele înalte și cu două difuzoare, dintre care unul circular de 2,5 VA — ∅ 186 mm, montat pe peretele lateral al casetei, iar altul eliptic, de 1 VA (100 × 140 mm) montat în mod judicios pe panoul frontal al casetei. Introducerea difuzorului eliptic de 1 VA la această variantă s-a impus pentru a permite o mai judicioasă proporționare a casetei radioreceptorului, fără a se diminua însă performanțele electroacustice.

Ansamblul de alimentare de la rețeaua de curent alternativ este prevăzut la acest radioreceptor cu un schimbător de tensiune de tip nou, mult mai aspectuos decît la radioreceptorul S 622 A „DARCLÉE".

În spatele aparatului sînt prevăzute borne pentru picup, magnetofon, difuzor suplimentar și antena dipol.

Radioreceptorul este echipat cu un picup de tip simplu : Supraphon, Ziphona sau Crystal-Tone. Toate cele trei tipuri de picup folosite sînt prevăzute cu patru viteze : 78—45—33 1/3 și 12 2/3 rot/min.

Picupurile de tip Supraphon și Crystal-Tone sînt echipate cu doze cu cristal piezoelectric, iar tipul Ziphona este echipat cu doză magnetică prevăzută cu două ace de safir pentru redarea discurilor normale și a discurilor micro. Durata de funcționare a fiecărui ac este de 100 ore.

Radioreceptorul este prezentat într-o casetă nouă, judicios proporționată, cu linie elegantă și modernă, confecționată

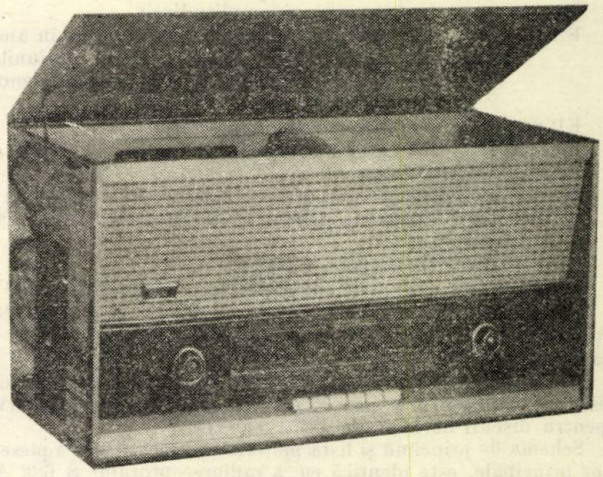


Fig. 1. *Radioreceptorul S 631 A „Darclée 2"*

din placaj furniruit, cu ornamentații din aluminiu eloxat, avînd dimensiunile aproximative de 720×395×380 mm.

Greutatea aparatului, fără ambalaj, este de aproximativ 20 kg.

2. Date tehnice

Gamele de undă

Pentru emisiunile cu modulație în amplitudine :
— unde lungi : 1035—2000 m (290—150 kHz) ;
— unde medii : 188—566 m (1590—530 kHz) ;
— unde scurte : 16,7—50 m (18—6 MHz).
Pentru emisiunile cu modulație de frecvență :
— unde ultrascurte : 4,1—4,61 m (73—65 MHz).

Frecvența intermediară :

— pentru modulație în amplitudine : 455 kHz ;
— pentru modulație în frecvență : 10,65 MHz.

Sensibilitatea (pentru o putere la ieșire de 0,5 W) :

— unde lungi : mai bună decît 200 μV ;
— unde medii : mai bună decît 200 μV ;
— unde scurte : mai bună decît 250 μV ;
— unde ultrascurte : mai bună decît 100 μV (pe intrare de 70 Ω).
La bornele PU—M : 60 mV.

Selectivitatea :

Pentru emisiunile cu modulații în amplitudine, un semnal nedorit, cu o frecvență diferită cu ± 9 kHz de cea a semnalului recepționat, este atenuat de minimum 20 ori (26 dB).

Pentru emisiunile cu modulație în frecvență, un semnal nedorit, cu o frecvență diferită cu ± 300 kHz de cea a semnalului recepționat, este atenuat de minimum 20 ori (26 dB).

Puterea nominală la ieșire :

2,5 W cu maximum 10% distorsiuni, măsurată pe o sarcină neinductivă de 2Ω.

Puterea absorbită din rețea :

Receptorul : aproximativ 80 VA ;
Picupul : aproximativ 10 VA.

Tuburile electronice folosite:

ECC 85 — amplificator radiofrecvenţă, oscilator şi schimbător de frecvenţă pentru UUS;
ECH 81 — oscilator şi schimbător de frecvenţă pentru emisiunile modulate în amplitudine, amplificator de FI pentru unde ultrascurte (MF);
EBF 89 — amplificator FI pentru emisiunile modulate în frecvenţă şi amplitudine;
EABC 80 — detector pentru emisiunile modulate în amplitudine, discriminator pentru emisiunile modulate în frecvenţă şi amplificator comun de joasă frecvenţă;
EL 84 — amplificator final (de putere);
EM 84 — indicator optic de acord (ochi magic);
EZ 80 — redresor.

Picupul „Supraphon" simplu are următoarele caracteristici:
— tensiunea livrată de doză la $f = 1\,000$ Hz: min. 100 mV/cm.s^{-1};
— rezistenţa de sarcină: 1 MΩ;
— temperatura maximă suportată de cristalul dozei: 40°C.

Pentru picupul „Ziphona P. 10—33 "tensiunea măsurată la ieşirea transformatorului dozei este de circa 50 mV/cm s^{-1} la $f = 1\,000$ Hz.

Pentru picupul „Crystal-Tone" tensiunea livrată de doză este de circa 300 mV pentru discuri micro şi circa 350 mV pentru discuri normale (la $f = 1\,000$ Hz).

Schema de principiu şi lista materialelor electrice şi a pieselor principale, este identică cu a radioreceptorului S 622 A „DARCLÉE" şi S 621 A „TOMIS", care au fost prezentate cititorilor revistei în numărul 5/1962.

II. RADIORECEPTORUL S 633 A „SELECT 2"

1. Descrierea sumară

Radioreceptorul este de tip superheterodină cu 3+2 tuburi electronice din seria „Noval" E 80 destinat pentru recepţia emisiunilor cu modulaţie de amplitudine. Funcţionează pe trei game de unde (UL, UM, US).

Este alimentat numai de la reţeaua de curent alternativ (50 Hz) la tensiunile de 110 V, 120 V şi 220 V.

Aparatul este prevăzut cu indicator optic de acord (ochi magic), reglaj de ton, borne pentru picup, borne pentru difuzor suplimentar şi cu un difuzor circular permanent dinamic de 2,5 VA (∅ = 146 mm).

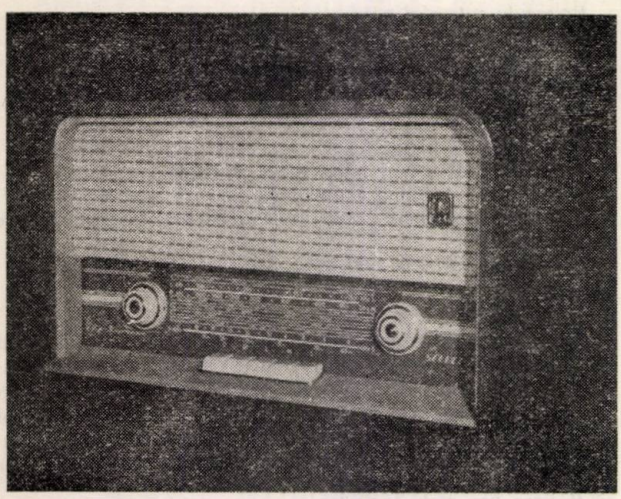


Fig. 2. *Radioreceptorul S 633 A „Select 2"*

Radioreceptorul este prezentat într-o casetă mulată din placaj furniruit, cu ornamentaţii metalice, avînd o linie modernă, plăcută ochiului şi destul de atrăgătoare. Dimensiunile aproximative ale casetei sînt: 516×310×285 mm (fig. 2).

Greutatea aparatului, fără ambalaj, este de aproximativ 12 kg.

2. Date tehnice

Gamele de undă:
— unde lungi: 1035—2000 m (290—150 kHz);
— unde medii: 188—566 m (1590—530 kHz);
— unde scurte: 16,7—50 m (18—6 MHz).

Frecvenţa intermediară: 455 kHz.

Sensibilitatea (pentru o putere la ieşire de 50 mW):
— unde lungi: mai bună decît 100 μV;
— unde medii: mai bună decît 100 μV;
— unde scurte: mai bună decît 150 μV;
— la bornele *PU*: mai bună decît 40 mV;

Selectivitatea:

Un semnal nedorit, cu o frecvenţă diferită cu ± 9 kHz de cea a semnalului recepţionat, este atenuat de 10 ori (20 dB).

Puterea nominală la ieşire:

1,5 W cu max. 10% distorsiuni, măsurată pe o rezistenţă neinductivă de 4 Ω.

Puterea absorbită de reţea: aproximativ 65 VA.

Tuburile electronice folosite:

ECH 81 — oscilator şi schimbător de frecvenţă;
EBF 89 — amplificator FI şi detector;
ECL 82 — preamplificator de audiofrecvenţă şi amplificator final (de putere);
EM 80 — indicator optic de acord (ochi magic);
EZ 80 — redresor.

Schema de principiu şi lista materialelor electrice şi a pieselor principale este identică cu a radioreceptorului S 625 A „SELECT", care a fost prezentat cititorilor revistei în nr.6 din 1962.

III. RADIORECEPTORUL S 632 A „CARMEN 3"

1. Descrierea sumară

Acest radioreceptor intră în categoria aparatelor populare de clasa 3-a, cu trei game de unde (UL, UM, US) şi dimensiuni reduse. Este de tip superheterodină, cu 3+2 tuburi electronice din seria „Noval" E 80, destinat pentru recepţia emisiunilor cu modulaţie de amplitudine (fig. 3).

Este alimentat numai de la reţeaua de curent alternativ (50 Hz) la tensiunile de 110 V, 120 V, şi 220 V.

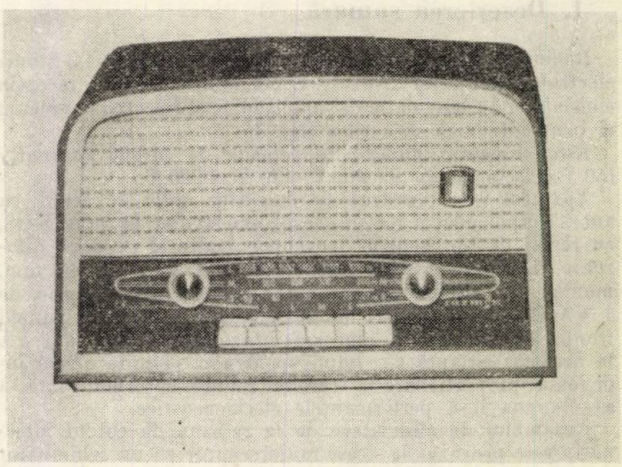


Fig. 3. *Radioreceptorul S 631 A „Carmen 3"*

Aparatul este prevăzut cu indicator optic de acord şi cu un difuzor eliptic permanent dinamic, de 1 VA (100×140 mm).

Este echipat cu un ansamblu RF modern, care foloseşte pentru acţionare patru clape culbutoare.

Scara are desfăşurare liniară orizontală şi este gradată în metri.

Fiind un receptor popular, a fost realizat cu un gabarit redus, prin folosirea unor subansambluri de gabarit redus (condensatorul variabil şi ansamblul RF), precum şi printr-o mai judicioasă amplasare a pieselor componente.

Radioreceptorul este prezentat într-o casetă mulată din placaj furniruit, lustruit oglindă, cu o linie elegantă şi plăcută, avînd dimensiunile de aproximativ 375 × 220 × 174 mm.

Greutatea aparatului, fără ambalaj, este de aproximativ 4,5 kg.

2. Date tehnice

Gamele de unde:
— unde lungi: 1035—2000 m (290—150 kHz);
— unde medii: 188—566 m (1590—530 kHz);
— unde scurte: 16,7—50 m (18—6 MHz).
Frecvenţa intermediară: 455 kHz.
Sensibilitatea (pentru o putere la ieşire de 50 mW):
— unde lungi: mai bună decît 150 μV;
— unde medii: mai bună decît 150 μV;
— unde scurte: mai bună decît 200 μV.

Selectivitatea:

Un semnal nedorit, cu o frecvenţă diferită cu ± 9 kHz de cea a semnalului recepţionat, este atenuat de cel puţin 10 ori (20 dB).

Fidelitatea electrică la 1 MHz:

Pentru toate frecvenţele de modulaţie cuprinse între 100—3 000 Hz, nivelul la ieşire variază cu cel mult 6 dB.

RAS: La o variaţie de 10 dB a semnalului la ieşire corespunde la intrare o variaţie de minimum 30 dB.

Puterea nominală la ieşire:

1 W cu max. 10% distorsiuni, măsurată pe o sarcină neinductivă de 4 Ω.

Puterea absorbită din reţea: aproximativ 60 VA.

Tuburile electronice folosite:

ECH 81 — oscilator şi schimbător de frecvenţă;
EBF 89 — amplificator FI şi detector;
ECL 82 — preamplificator de audiofrecvenţă şi amplificator final (de putere);
EM 80 — indicator optic de acord (ochi magic);
EZ 80 — redresor.

Schema de principiu şi lista materialelor electrice şi a pieselor principale este identică cu a radioreceptorului S 624 A „CARMEN 2", care a fost prezentat cititorilor revistei în nr. 5/62.

IV. RADIORECEPTORUL S 618 T_3 „MIORIŢA 3"

Este echivalent din punct de vedere mecanic şi electric cu radioreceptorul S 618 T_2 „MIORIŢA 2" fabricat în anul 1962, însă într-o nouă formă de prezentare, adică într-o nouă casetă cu linie modernă. Dimensiunile noi ale casetei au impus şi schimbarea unor repere legate strict de încasetare. Astfel, s-au folosit noi modele de pînză radio, o nouă scară cu aceeaşi desfăşurare liniară, o nouă placă spate din PFL şi un nou ornament frontal adecvat casetei.

1. Descrierea sumară

Radioreceptorul este de tip superheterodină cu şapte tranzistoare şi o diodă cu germaniu, funcţionînd pe două game de undă (UL şi UM).

Aparatul este de tip staţionar, putînd să funcţioneze în condiţii satisfăcătoare între —5° şi + 45° C.

Este echipat cu antenă interioară de ferită, care prezintă un important efect directiv şi în acelaşi timp este prevăzut şi cu o bornă pentru antenă exterioară.

Radioreceptorul este prezentat într-o casetă din lemn, colorată, avînd o linie modernă, simplă şi elegantă.

Dimensiunile casetei sînt de 355 × 230 × 172 mm.

Greutatea aparatului, inclusiv bateriile de alimentare, este de 3,6 kg.

Alimentarea aparatului se face numai de la baterii şi anume, şase baterii rotunde, de cîte 1,5 V fiecare, legate în serie şi montate în interior pe placa spate. Bateriile asigură funcţionarea normală a radioreceptorului timp de aproximativ 200 ore (funcţionare intermitentă).

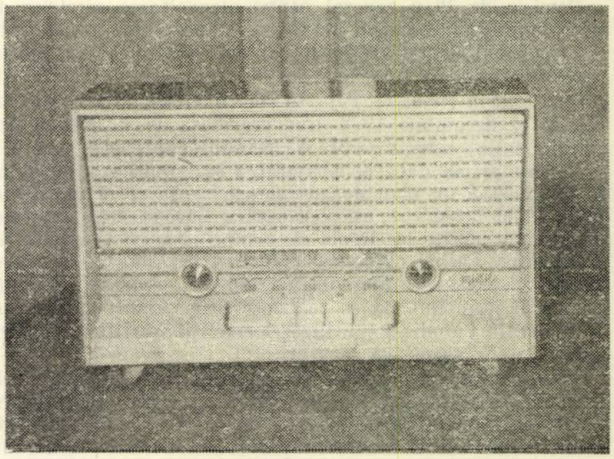


Fig. 4. *Radioreceptorul S 618 T_3 „Mioriţa 3"*

Foloseşte un difuzor eliptic permanent dinamic de 1 VA cu impedanţa de 4 Ω.

2. Date tehnice

Gamele de unde:
— unde lungi: 290—145 kHz (1030—2060 m);
— unde medii: 1600—525 kHz (187—570 m).
Frecvenţa intermediară: 450 kHz.
Sensibilitatea (pentru o putere la ieşire de 50 mW):
— unde lungi: mai bună decît 3 mV/m;
— unde medii: mai bună decît 2,5 mV/m.

Selectivitatea:

Un semnal nedorit, a cărui frecvenţă diferă cu ± 9 kHz de cea a semnalului dorit, este atenuat cu cel puţin 15 dB.

Puterea nominală la ieşire: este mai mare de 200 mW cu 10% distorsiuni.

Consumul din baterii, pentru o audiţie normală, este de aproximativ 35 mA.

Semiconductoare folosite:

Tranzistoare:
1 buc. EFT 308 — schimbător de frecvenţă;
1 buc. EFT 307 — amplificator FI;
1 buc. EFT 306 — amplificator FI;
1 buc. EFT 351 — preamplificator AF;
1 buc. EFT 351 — amplificator defazor;
2 buc. EFT 321 — etaj final în contratimp.
Diode:
1 buc. EFD 106 — detector şi diodă pentru reglajul automat al sensibilităţii.

Schema de principiu şi lista materialelor electrice şi a pieselor principale este identică cu a radioreceptorului S 618 T_2 „MIORIŢA 2", care a fost prezentat cititorilor revistei în nr. 1/1963.

BIBLIOGRAFIE

[1] MIHĂILESCU, E. *Radioreceptoare fabricate în trimestrul I/1962*: „*Carmen—2*", „*Tomis*", „*Darclée*" şi „*Orizont*", Telecomunicaţii, 6 (1962), nr. 5, septembrie-octombrie, pag. 220—226.
[2] MIHĂILESCU, E. *Radioreceptorul S 625 A „Select"*, Telecomunicaţii, 6 (1962), nr. 6, noiembrie-decembrie, pag. 273—275.
[3] MIHĂILESCU, E. *Radioreceptorul S 618 T „Mioriţa"*, Telecomunicaţii, 7 (1963), ianuarie-februarie, pag. 29—31.

NOTE TEHNICE EXTERNE

Reuniunea comisiei de plan

Comisia de Plan general pentru dezvoltarea reţelelor de telecomunicaţii, comisie mixtă a Comitetului consultativ internaţional de telegrafie şi telefonie (CCITT) şi a Comitetului consultativ internaţional de radiocomunicaţii (CCIR) s-a întrunit la Roma la Palazzo dei Congressi între 24 noiembrie şi 11 decembrie 1963 fiind prezidată de M. Albino Antinori (Italia), asistat de M. A. Hamid (Pakistan).

Pentru prima dată în activitatea sa, comisia a putut ca să stabilească un plan de interconexiune la scară mondială, în care sînt integrate : un plan pentru Europa şi bazinul mediteranian lansat la Roma şi planuri pentru Africa, Asia şi America Latină elaborate respectiv la Dakar, Geneva şi Bogota. Legăturile intercontinentale din plan au fost prevăzute în principiu să se realizeze prin cabluri submarine. Dar comisia a analizat şi utilizarea sateliţilor artificiali pentru crearea unor asemenea legături.

Planul de interconexiune a fost completat cu un plan de numerotare şi un plan de îndrumare şi de previziune în exploatarea semiautomată şi automată în lumea întreagă.

Reuniunea a avut o mare importanţă deoarece a contribuit la dezvoltarea legăturilor de telecomunicaţii între diferite ţări de pe glob, stabilind unele jaloane pentru crearea unui sistem mondial de telecomunicaţii cu ajutorul sateliţilor artificiali.

(Din *„Journal des télécommunications"*, ianuarie, 1964).

Radiotelescoape uriaşe

Evoluţia radioastronomiei este condiţionată de construcţia de radiotelescoape uriaşe, pentru studierea „istoriei" de zeci de miliarde de ani a Universului. Cum însă galaxiile studiate sînt extrem de slab vizibile (fluxul de putere recepţionat în benzile de unde metrice fiind de ordinul 10^{-28} W/Hz/m^2), măsurătorile trebuie protejate perfect împotriva bruiajelor, ceea ce impune radioastronomiei să opereze în benzi de frecvenţe liberate de orice alte emisii. Sînt necesare apoi cercetări asupra structurii însăşi a radiosurselor al căror diametru aparent este de maximum cîteva minute de arc. De aceea s-a ajuns la construirea de radiotelescoape uriaşe care să poată răspunde necesităţilor moderne de cercetare prin reţele lungi de antene sau reflectoare mobile pe şine.

Radiotelescopul de la Jodrell Bank, montat lîngă Manchester (Anglia) a intrat în servici în 1957. El dispune de un reflector parabolic cu diametrul de 76,20 m, cîntăreşte 1 200 t, fiind montat pe două turnuri de 56,40 m, şi se deplasează pe o şină circulară de 94,50 m diametru, aplicată pe sol, putînd astfel explora orice regiune a cerului.

Cel mai mare reflector mobil din lume este cel de la Observatorul de lîngă Green Bank, în munţii Virginiei occidentale (S.U.A.). Acest radiotelescop este un „telescop de tranzit" întrucît, fiind îndreptat permanent spre nord sau sud, observă radiosursele în trecerea lor la meridian ; cu acest telescop s-a măsurat, pe frecvenţa 1420 MHz (21 cm lungime de undă), fluxurile de puterea $3{,}5 \cdot 10^{-21}$ W/m^2.

Observatorul de la Pulkovo (U.R.S.S.) dispune de un radiotelescop uriaş cu reflectoarele repartizate pe un sfert de cerc de 100 m diametru, comportînd 90 elemente separate, manevrabile în jurul a două axe. Pe o lungime de undă de 3 cm, se obţine un fascicul în evantai ale cărui dimensiuni variază de la $1' \times 10'$ la $1' \times 60'$, după înălţimea sursei.

Radiotelescopul Universităţii din Illinois (S.U.A.) explorează cerul între declinaţiile de $+10$ la $+70°$. Reflectorul parabolic are 122 m diametru, pentru o frecvenţă de ordinul 600 MHz, şi distanţa focală de 46 m. Antena are o suprafaţă de 130 m^2. Reţeaua focală compusă din 276 antene în spirală logaritmică e montată pe un cadru de 4 m înalt şi 1,5 m lat, care se reazemă pe patru piloni de 46 m înălţime.

Radiotelescopul de la Nançy (Franţa) e alcătuit din două suprafeţe reflectoare, una plană şi alta mobilă în jurul unui ax orizontal, care trimite undele primite de la sursa observată, pe o suprafaţă convergentă, sferică, al cărui focar e situat aproape de sol. Dimensiunile reflectorului plan şi ale celui sferic sînt, respectiv, de 40×200 m şi 35×300 m, raza sferei fiind de 560 m.

Radiotelescopul-radar de la Arecibo (Porto Rico), pus în servici în vara anului 1962, e destinat să funcţioneze pe frecvenţa de 430 MHz, are o deschidere de fascicul de 10′ şi cîştig de antenă de ordinul 60 dB. Cînd e utilizat ca radar, poate emite impulsii de putere 2,5 MW şi recepţiona ecouri provenite de la planete depărtate la 595 milioane km de Jupiter şi calculează cu exactitate parametrii orbitelor planetare în jurul Soarelui, ca şi distanţele faţă de planeta noastră. Antena e construită într-o albie calcaroasă şi este de dimensiuni gigantice, căci reflectorul acoperă o suprafaţă de 7,5 ha, elementul lui central este suspendat la 132 m, între trei turnuri din beton armat şi cîntăreşte 500 t, iar deschiderea reflectorului are un diametru de 305 m.

Alt radiotelescop mare s-a construit la Parques, în Australia, cu diametrul de 64 m, instalat pe o suprafaţă de 160 ha, accesibile deplasărilor unui radiotelescop servind ca interferometru cu orientare şi distanţare variabile.

(Din *„Journal des télécommunications"*, octombrie, 1963).

Aparat cu citire directă pentru măsurarea coeficientului de zgomot al tranzistorului

Un astfel de aparat se poate realiza folosind tranzistorul supus încercării într-o schemă cu baza comună, legat la aparatul de măsură care indică tensiunea de zgomot la ieşirea tranzistorului. Într-o asemenea schemă, parametrii circuitului utilizat indică desigur raportul între tensiunea de zgomot de la ieşire şi coeficientul de zgomot, raport care este aproape independent de caracteristica specifică a tranzistorului. Factorul de zgomot este pe de altă parte, aproape acelaşi în circuitul cu baza comună sau cu emitorul comun.

Deci, aparatul se poate etalona în funcţie de coeficientul de zgomot şi utilizat pentru măsurări rapide şi de serie.

Precizia obţinută face ca eroarea să nu depăşească 3%.

Aparatul propriu-zis se compune dintr-un etaj echipat cu tranzistorul destinat măsurării, în care se poate varia tensiunea şi curentul de funcţionare. Etajul este urmat de un voltmetru electronic pătratic. El este constituit din trei amplificatoare cu amplificarea totală de 120 dB, între care se plasează un filtru „trece bandă" şi un atenuator. Etajele amplificatoare sînt urmate de un detector pătratic şi de aparatul indicator cu care se face citirea directă.

Din *„Electronic Engineering"*, septembrie, 1963)

Comutator pentru ghiduri de unde

Societatea International Telephone and Telegraph Corporation (ITT) a construit un comutator pentru ghiduri de unde de bandă largă şi de mare putere, care funcţionează prin interacţiunea între unda electromagnetică şi plasma particulelor de hidrogen închise într-un locaş ermetic.

Acest nou comutator, destinat să funcţioneze în banda C, îşi găseşte aplicaţii în diplexere, unde suprimă punctele de tensiune, — în dispozitivele de mare putere cu modulaţie de impulsuri în lărgime şi în rezonatoarele în inel.

Comutatorul pentru ghidurile de unde a fost studiat în funcţionare la un circuit unipolar cu un singur sens de comutaţie, la o putere de vîrf de 1 MW şi cu un factor de utilizare de 0,001. El permite să se obţină o blocare de 30 dB în circuit deschis şi o pierdere de 0,2 dB în circuit închis.

Datorită construcţiei sale inedite din metal şi ceramică, el poate funcţiona la temperaturi ambiante ridicate ; temperatura maximă de funcţionare este de 290°C.

Acest comutator funcționează la o putere de vîrf de 1 MW în banda C și cu un timp de comutare de 80 ns.

Dispozitivul cîntărește circa 2,3 kg; el se poate adapta la un ghid de unde de tipul RG—49U.

(Din *„Journal des télécommunications"*, ianuarie, 1964).

Construirea unor instalații de urmărire pentru viitorul satelit Syncom

De curînd a fost încheiat un contract între National Aeronautics and Space Administration (NASA) și Radio Corporation of America (RCA) pentru construirea unor instalații de urmărire destinate apropiatei serii de sateliți sincroni de telecomunicații Syncom.

Prima stație de urmărire care s-a construit la Rosman (Carolina de Nord) a fost terminată în luna mai a.c.

În timpul care a mai rămas, se vor mai construi în unele puncte, stații de control pentru urmărirea sateliților Syncom.

(Din *„Journal des télécommunications"*, ianuarie, 1964).

Noi tipuri de sateliți de telecomunicații

Satelitul Lofti—2 A, lansat la 15 iunie 1963 în S.U.A., efectuează la ora actuală importante măsurători pentru radiocomunicații. Acest satelit sferic, are diametrul de 50 cm și o antenă de 12,20 m lungime. Este înzestrat cu un echipament de recepție special pentru unde lungi. Se consideră că măsurătorile actuale vor furniza noi date privind propagarea undelor lungi și despre ionosferă în general.

La 19 iunie, Statele Unite au lansat al 7-lea satelit meteorologic din seria Tiros. Ca și predecesorii săi, Tiros-7 are două camere de luat vederi de 2 W care sînt capabile să scruteze atmosfera terestră pe milioane de kilometri pătrați și să retransmită pe pămînt imagini detaliate privind formarea norilor și alți parametri meteorologici.

Frecvența de lucru a celor două camere de luat vedere este de 235 MHz.

(Din *„Journal des télécommunications"*, noiembrie, 1963)

Grundig — una din cele mai mari firme producătoare de produse electronice din lume

În cadrul uzinelor „Grundig" se fabrică diferite aparate electronice și de telecomunicații, de la difuzoarele cele mai perfecționate și dispozitivele cu circuite imprimate, la cele mai moderne aparate de radio și televiziune.

Astăzi, complexul Grundig din Nürenberg numără peste 20 000 salariați.

O nouă uzină este în curs de construcție pe lîngă cele 10 deja existente. Un număr de 3 000 muncitori lucrează în secția de fabricare a magnetofoanelor. De fapt Grundig este una dintre cele mai importante firme producătoare de magnetofoane din lume.

La invitația conducerii întreprinderii, anul acesta un număr de peste 50 ziariști din 9 țări au vizitat o parte din uzinele și laboratoarele sale.

Majoritatea proceselor de producție sînt automatizate. Zilnic se fabrică peste 1 000 televizoare, 2 000 magnetofoane și cîteva mii de radioreceptoare. În cadrul uzinelor se fabrică toate piesele necesare în procesul de producție.

Multe noutăți au fost prezentate de către Grundig la Tîrgul din Hanovra.

Printre exponate a stîrnit interes noul dispozitiv de acord UIF (tuner) complet tranzistorizat. Blocul FI este echipat cu 4 etaje cu tranzistoare.

De asemenea, interesante au fost televizoarele Grundig echipate cu 6 tranzistoare, 11 tuburi electronice și 5 diode semiconductoare.

În domeniul joasei frecvențe, Grundig a produs aparate pentru recepționarea emisiunilor stereofonice multiplex.

Constructorii de magnetofoane au realizat alte tipuri printre care TK 4, TK 6 și TK 19 A.

Noul tip de aparat Télé—Boy are menirea de a răspunde la telefon atunci cînd abonatul lipsește.

De asemenea, ca o noutate se poate enumera și camera de luat vederi de tip Fernange FA 30 complet tranzistorizată ce poate fi telecomandată.

În privința aparatelor de măsură s-au prezentat noi tipuri de generatoare, voltmetre electronice, oscilografe etc.

(Din *„Radio et TV"*, iunie, 1963).

REFERATE

Sistemul de televiziune în culori. Studiul pentru un standard european, Wireless World, 69, (1963), nr. 9, septembrie, pag. 422—425, 1 fig.

Din ce în ce mai des în ultimul timp, ideia unui serviciu regulat de televiziune în culori, avînd același standard în toate statele din Europa este discutată la diferite conferințe ale specialiștilor. Recent, în iulie a. c., în fața unor reprezentanți ai organizațiilor internaționale de televiziune din Europa au avut loc demonstrații în legătură cu trei sisteme de televiziune în culori propuse: NTSC, SECAM și PAL. Articolul prezintă concluziile acestor demonstrații dînd în același timp o scurtă descriere a fiecărui sistem, cu compararea performanțelor cu mai multe aspecte.

Sistemul NTSC prezintă un avantaj în mod indirect, întrucît se află în al 8-lea an de exploatare regulată. Semnalul video se obține cu trei tuburi videocaptoare, însoțite fiecare de cîte un filtru de o anumită culoare. Semnalele de crominanță sînt folosite pentru modularea unei frecvențe subpurtătoare în cuadratură. Din cauza transmiterii informației de culoare cu o bandă redusă, sistemul prezintă o neconcordanță serioasă între definiția pe verticală și pe orizontală a imaginii. Sistemul prezintă dezavantaje serioase în privința erorilor de fază, fadingului diferențial și dificultăți în privința reglajului magnetic.

Sistemul SECAM se bazează pe observația că informația de culoare pe o linie, în general, nu se deosebește în mod apreciabil de aceea a unei linii precedente; din această cauză se poate transmite fiecare culoare (roșie și albastru) pe linii alternative. O linie de întîrziere reține la recepție informația de culoare pe o durată egală cu a unei linii, pentru a putea fi folosită apoi simultan cu noua informație asupra celeilalte culori; ca rezultat se obține aproximativ jumătate din definiția pe verticală a unui receptor NTSC. Sistemul SECAM prezintă avantajul posibilității modulării în frecvență a subpurtătoarei de crominanță.

Sistemul PAL este similar în linii mari cu sistemul NTSC, prezentînd în același timp unele din avantajele sistemului SECAM. La sistemul PAL, faza vectorului de crominanță este inversată la fiecare linie. În acest fel, dacă faza subpurtătoarei se schimbă în timpul transmisiei cu un număr de grade, erorile vor apare în sens opus pe două linii succesive și imaginea este percepută în medie, corect. O variantă perfecționată a sistemului PAL constă în folosirea unei linii de întîrziere, la fel ca la sistemul SECAM pentru suprapunerea semnalelor corespunzătoare fiecărei linii. Sistemul PAL este asemănător în privința performanțelor cu sistemul SECAM, depășindu-l însă în privința erorilor de fază.

În concluzie, sistemul PAL pare a fi cel mai avantajos, atît datorită performanțelor cît și prin faptul că se apropie considerabil de sistemul NTSC cunoscut bine în condiții de exploatare.

Butter, F. **Redresoare controlate în surse stabilizate de tensiune,** Wireless World, Vol. 69 (1963), nr. 10, octombrie, pag. 480—485, 6 fig., 2 ref. bibl.

Pentru funcţionarea în gama puterilor reduse, regulatoarele de tensiune folosind un tranzistor de reglaj serie sau paralel au fost studiate şi dezvoltate într-un grad foarte ridicat, prezentînd numeroase aplicaţii practice. Avantajele lor sînt esenţiale în special în privinţa reducerii ondulaţiilor de tensiune, impedanţei de ieşire scăzute, factorului de stabilizare ridicat în jurul unui anumit nivel al tensiunii de ieşire etc. Circuitele tind să devină mai complicate cînd se cere a se controla o gamă mare de variaţie a tensiunii de ieşire, iar eficienţa electrică scade sensibil în cazul cînd curentul maxim de sarcină coincide cu tensiunea de ieşire minimă. Situaţia ar putea fi îmbunătăţită folosind un comutator în secundarul transformatorului, care să permită un reglaj în trepte, dar aceasta atrage unele complicaţii suplimentare.

O altă posibilitate constă în schimbarea periodică a regimului de funcţionare al tranzistorului de reglaj, astfel încît el este succesiv tăiat şi la saturaţie. În ambele situaţii, puterea disipată este mică şi, dacă trecerea de la o stare la alta se face brusc, puterea pierdută în timpul acestor treceri este foarte redusă. Se poate deduce uşor că în acest caz tensiunea la ieşire va depinde de proporţia în care se află cei doi timpi în care tranzistorul este tăiat sau la saturaţie.

Dezavantajul principal ce însoţeşte acest procedeu constă în faptul că tensiunea la ieşire trebuie filtrată. Dacă se foloseşte o capacitate de mare valoare, există pericolul ca prin tranzistorul de reglaj să treacă un curent de forma unor impulsuri de valoare foarte mare; de aceea este necesar să se folosească un filtru de netezire. Este clar că tranzistorul de reglaj nu contribuie cu nimic la reducerea ondulaţiilor tensiunii la ieşire, această funcţie fiind îndeplinită în exclusivitate de filtru; din acest punct de vedere e necesar să se folosească o frecvenţă de comutare cît mai ridicată. Pe de altă parte această frecvenţă nu trebuie să depăşească posibilităţile de comutare ale tranzistorului respectiv.

Performanţele ridicate ale stabilizatoarelor cu comutare, se obţin în dauna impedanţei de ieşire, a timpului de răspuns şi a filtrajului tensiunii de ieşire.

Prezentul articol cuprinde o descriere amănunţită a două circuite practice, avînd performanţe mult îmbunătăţite obţinute în baza unor creşteri moderate ale preţului şi complexităţii. Se prezintă schemele de principiu şi se dau consideraţii de proiectare. Cu modificări relativ reduse, circuitele pot fi folosite pentru a furniza tensiuni stabilizate cu un factor de stabilizare foarte ridicat la nivele cuprinse între cîţiva waţi şi zeci de kilowaţi.

Bailey, A. R.: **Traductoare capacitive folosind amplificatoare cu tranzistoare,** Wireless World, Vol. 69 (1963), nr. 10, octombrie, pag. 507—510, 7 fig., 2 ref. bibl.

În general există părerea că traductoarele capacitive cum sînt microfoanele cu cristal, dozele de picup cu cristal etc., nu pot fi folosite uşor cu circuite tranzistorizate. Justificarea acestei păreri constă în faptul că este foarte greu să se obţină un etaj de amplificare cu tranzistor avînd o foarte mare rezistenţă de intrare, fără un cost excesiv.

Principalul motiv pentru care e necesar să se folosească amplificatoare cu mare rezistenţă de intrare, constă în faptul că datorită naturii capacitive a impedanţei interne a unui traductor capacitiv pe măsura scăderii frecvenţei, scade şi semnalul aplicat la intrarea amplificatorului; această scădere se manifestă la frecvenţe cu atît mai joase cu cît impedanţa de intrare în amplificator e mai mare.

Avînd în vedere aceste consideraţii, autorul îşi propune să studieze posibilitatea obţinerii unui amplificator cu tranzistoare cu o impedanţă de intrare cît mai ridicată. Dintre amplificatoarele cu un singur etaj cel mai avantajos din acest punct de vedere este etajul cu colectorul la masă. Se prezintă schema unui astfel de montaj şi se indică dezavantajele sale, arătîndu-se modul cum se pot înlătura aceste dezavantaje folosind un montaj cu două etaje de amplificare cu tranzistoare. Un astfel de circuit este însă nesatisfăcător din punctul de vedere al raportului semnal/zgomot.

În continuare, autorul relevă posibilitatea îmbunătăţirii performanţelor la frecvenţe joase, utilizînd o reacţie negativă adecvată care are ca efect mărirea capacităţii interne efective a traductorului, lucru care e echivalent cu mărirea rezistenţei de intrare. Se prezintă o metodă de calcul a raportului semnal/zgomot la astfel de amplificatoare. Se studiază posibilităţile practice de realizare a unui amplificator bazat pe acest principiu. În final se prezintă schema unui amplificator tranzistorizat cu reacţie negativă cuprinzînd două etaje, care poate fi folosit în condiţii satisfăcătoare cu orice traductor capacitiv. Se dau valorile elementelor şi performanţele circuitului.

Short, G. W.: **Receptor de televiziune portabil cu tranzistoare,** Wireless World, Vol. 69 (1963), nr. 5, mai, pag. 206—208, 2 fig.

Receptorul descris aici e destinat să funcţioneze la distanţe nu prea mari de emiţător avînd o sensibilitate de 4 mV. El utilizează două tranzistoare dintre care primul lucrează în montaj reflex.

Într-un astfel de receptor simplu o importanţă deosebită o prezintă circuitul de radiofrecvenţă şi detectorul. Detectorul trebuie să primească un semnal de nivel suficient de mare care să-l facă să lucreze eficace. În caz contrar, un nivel redus nu poate fi compensat printr-o amplificare sporită de audiofrecvenţă datorită faptului că audiţia ar fi însoţită de un zgomot puternic. În mod practic s-a constatat că trei etaje de audiofrecvenţă în cascadă produc zgomotul maxim ce poate fi tolerat.

În proiectare este necesară alegerea uneia din schemele următoare pentru partea de radiofrecvenţă şi detecţie a receptorului:

1) Dioda alimentată direct de la circuitul acordat de intrare; în acest caz zgomotul e ridicat cu excepţia cîmpurilor foarte puternice.

2) Un detector cu reacţie folosit în tranzistor RF, în general acesta are dezavantajul că e necesar să se ajusteze circuitul de intrare în permanenţă pentru ca detectorul să lucreze aproape de pragul de oscilaţie pentru orice frecvenţă.

3) Detectorul alimentat de un etaj de radiofrecvenţă; această variantă este avantajoasă în privinţa zgomotului şi va fi folosită în cazul de faţă.

După această alegere, autorul face consideraţii asupra modului de proiectare a celorlalte elemente ale receptorului: sarcina amplificatorului RF, polarizarea şi sarcina detectorului, circuitul de intrare, cele două etaje de amplificare audio.

Se dă schema de principiu şi se descriu performanţele. Se discută diferite moduri de îmbunătăţire a performanţelor şi posibilităţi de alimentare; folosind metoda de proiecţie frontală a imaginilor de televiziune paralel cu unele modificări în circuitele receptorului se pot înlătura aceste neajunsuri; în acelaşi timp imaginea proiectată este superioară imaginii vizualizate direct pe ecranul tubului cinescop prin absenţa efectului de licărire şi prin faptul că structura de linii este practic imperceptibilă. Această imperceptibilitate a structurii de linii se datoreşte atît faptului că linia este mai lată, cît şi corecţiei introduse de sistemul optic.

Articolul prezintă principalele modificări ce apar la un receptor destinat proiecţiei imaginii de televiziune faţă de un receptor cu vizualizare directă a imaginii pe ecranul tubului cinescop în privinţa benzii amplificatorului de medie frecvenţă, amplitudinii semnalului video aplicat pe grila cinescopului, circuitelor de sincronizare, generatorului de înaltă tensiune pentru ecran, focalizării spotului precum şi în ceea ce priveşte sunetul. Se prezintă avantajele receptoarelor cu imagine proiectată în ceea ce priveşte posibilitatea audiţiei stereofonice. Sînt prezentate în mare realizările obţinute în proiectarea imaginilor de televiziune de firma Mullard limited.

Tilsley, D. N.: **Frecvenţe de tăiere ale tranzistoarelor,** Wireless World, Vol. 69 (1963) nr. 9, septembrie, pag. 453—455, 5 fig.

O problemă ce se ridică la tranzistoare este necesitatea cunoaşterii frecvenţei sale de tăiere, întrucît performanţele se modifică esenţial la frecvenţe superioare acesteia. În

general în literatură această frecvență este notată cu unul din simbolurile f_1, f_t, f_β sau f_α; evident că e de dorit ca valoarea acestei frecvențe să fie cît mai ridicată. La tranzistoarele uzuale, frecvența de tăiere este situată în jurul a 0,5 MHz, pe cînd la tranzistoarele de audiofrecvență se observă în general o scădere rapidă a cîștigului la frecvențe mai mari de 10 kHz.

În articol se face o analiză amănunțită a proceselor fizice ce intervin la funcționarea tranzistoarelor la frecvențe ce depășesc anumite valori. Se dau definițiile frecvențelor f_1, f_t, f_β și f_α și se descrie modul de determinare al fiecăreia. Explicația utilizării mai multor definiții pentru un singur scop — stabilirea comportării tranzistoarelor la frecvențe înalte — constă în faptul că într-o anumită gamă de frecvențe, scăderea performanțelor tranzistorului se poate ilustra folosind una din frecvențele f_1, f_t, f_β, f_α, anume aceea care se poate determina cu cea mai mare exactitate în gama respectivă. Se definește de asemenea f_{osc}, frecvența maximă la care poate fi obținută o oscilație.

În continuare în articol e definit timpul de tranzit al purtătorilor de sarcină prin tranzistor. Se dă explicația fizică a procesului. Pornind de la modul în care tranzistorul deformează un impuls de curent aplicat la intrare, se consideră un circuit echivalent RC care prezintă efecte similare asupra impulsului de curent. Se explică modul cum se poate deduce comportarea tranzistorului la frecvențe înalte, cu formulele respective, folosind circuitul echivalent. Se arată legătura dintre valorile frecvențelor limită și elementele circuitului echivalent.

Roddani, T.: **Redresoare controlate cu siliciu,** Wireless World, Vol. 69 (1963), nr. 9, septembrie, pag. 459—462, 6 fig.

Proprietățile redresoarelor controlate cu siliciu sînt în multe privințe asemănătoare tranzistoarelor cu contacte punctiforme, singura excepție constînd în faptul că în acest caz avem de-a face cu amperi în loc de miliamperi. Pînă în prezent, pentru scopuri uzuale, redresoarele controlate cu siliciu păreau a fi excesiv de costisitoare în comparație cu avantajele lor mărginite.

În numărul din februarie a. c. al revistei este descrisă o sursă de tensiune bazată pe redresoare controlate cu siliciu, dar rezultatele finale pot fi obținute folosind transformatoare variabile toroidale sau transformatoare regulatoare, spre deosebire de redresoarele controlate cu siliciu, acestea sînt însă mult mai voluminoase.

După scurte considerații asupra rentabilității economice a redresoarelor controlate cu siliciu, autorul descrie pe larg modul de funcționare al redresoarelor controlate cu siliciu, în final prezentînd considerații practice asupra proiectării acestor tipuri de redresoare.

Comportarea exterioară a redresoarelor controlate cu siliciu poate fi descrisă pe scurt în felul următor: dispozitivul prezintă doi electrozi principali, un anod și un catod. Dacă acestora li se aplică o tensiune alternativă, prin redresor nu va trece curent decît în două cazuri.

a) tensiunea depășește o anumită valoare limită;

b) în al treilea electrod al redresorului este injectat un curent continuu de valoare mică.

În aceste condiții, dispozitivul se transformă instantaneu, în cîteva microsecunde, într-o diodă obișnuită, și rămîne în această stare chiar după ce al treilea electrod încetează de a mai fi alimentat. Dispozitivul este readus la starea inițială prin reducerea la zero a tensiunii aplicată pe anod. Cel de-al treilea electrod este cunoscut în general sub denumirea de electrod poartă.

Din descrierea funcționării se poate observa că redresoarele comandate cu siliciu sînt întrutotul similare tiratroanelor.

În articol, autorul scoate în evidență realizările cele mai recente în privința redresoarelor controlate cu siliciu și face considerații pentru viitor.

Abramov, N. M.: **Generator electronic de impulsuri la fiecare secundă,** Vestnik sveazi, 23, (1963), nr. 4, aprilie, pag. 7—8, 3 fig.

La centralele de telegrafie automată, pentru înregistrarea automată a duratei convorbirilor abonaților, există un dispozitiv de impulsuri și un dispozitiv de numărare. Dispozitivul de impulsuri este comandat de impulsurile generate de obicei de un ceas mecanic. Funcționarea acestuia din urmă este uneori insuficient de precisă. De aceea în laboratoarele telegrafului central din Novosibirsk a fost elaborat și executat un generator electronic de impulsuri la secundă, care funcționează mai sigur decît un ceas mecanic. El reprezintă un dispozitiv electronic care generează un impuls la fiecare secundă.

Impulsurile la fiecare secundă ajung la dispozitivul de impulsuri al centralei automate de telegrafie de abonați, punînd-o în funcțiune pe aceasta din urmă. Generatorul are două ieșiri care se leagă cu pămîntul pentru 0,4 și 0,6 s. Practic, un impuls cu durata de 0,4 s este pe deplin suficient pentru acționarea sigură a dispozitivului de numărare.

Pentru a obține impulsul la secundă se folosește principiul divizării frecvenței. Ca sursă de frecvență se folosește rețeaua de curent alternativ industrial, a cărui frecvență de 50 Hz este menținută de centrala electrică cu o precizie de $\pm$ 0,5 Hz adică $\pm$ 1%. O asemenea precizie este pe deplin convenabilă pentru cazul dat.

Frecvența de 50 Hz este redusă succesiv de 5, apoi de 2 și în urmă de 5 ori cu ajutorul unor divizoare executate cu tuburi cu catodul rece.

La ieșirile divizoarelor se obțin frecvențele de 10; 5 și respectiv 1 Hz.

În calitate de divizoare se folosesc schemele registrelor inelare de deplasare, în fiecare dintre ele frecvența fiind divizată cu un număr corespunzător cu numărul de celule din registru. De aceea pentru divizare se folosesc registre cu cinci, două și cinci celule.

În primele două registre se folosesc tiratroane de tip TH4B, iar în ultimul — de tip MTH-90.

Tiratroanele TH4B au o grilă suplimentară, datorită căreia se menține în permanență ionizarea gazului în tub; în rest funcționarea tiratroanelor TH4B și MTH 90 este identică.

În schema ultimului registru sînt conectate înfășurările unui releu de tip RP-4; de la contactele acestui releu se aplică la ieșire impulsurile la secundă (potențialul pămîntului).

Pentru alimentarea generatorului se cere un curent alternativ industrial de 220 V sau 127 V cu frecvența de 50 Hz.

Knape, W.: **Cordoane pentru telecomunicații,** Der Fernmelde-Praktiker, (1963), nr. 8, august, pag. 175—179, 6 fig., 7 ref. bibl.

Aceste cordoane servesc pentru racordarea, punerea în legătură și interconectarea mijloacelor de exploatare din instalațiile de telecomunicații. Ele trebuie să fie foarte flexibile, permițînd o mare solicitare la îndoiri repetate.

Diversele tipuri de cordoane se deosebesc între ele în funcție de felul conductorului. Cele mai puțin supuse încovoierilor au un conductor liță, dar cele mai solicitate sînt prevăzute cu fire leonice.

Se studiază cordoanele cu izolație textilă și cele din material plastic.

Construcția cordoanelor, numărul de fire, materialul izolant etc., sînt stabilite prin standarde. Toate cordoanele cu izolație textilă au un înveliș individual peste liță, format din mătase vegetală, pentru a se menține liță bine strînsă, chiar și atunci cînd se rup firele componente ale acesteia. Peste acest înveliș individual se află o împletitură de fibre de mătase vegetală. Peste mănunchiul de fire izolate astfel, mai este așezat un înveliș exterior, de protecție mecanică. Învelișul de protecție este executat din fibră lucioasă, mercerizată. Acoperirea conductoarelor are trei scopuri: izolarea electrică, protejarea mecanică a firelor izolate și protejarea firului împotriva umidității.

Se tratează în continuare, problema realizării straturilor împletite. Acestea se realizează cu mașini mai vechi, de împletit în figuri, sau mașini de împletit rapide. Se preferă mașinile de împletit rapid mai ales la fabricarea în serie a cordoanelor de telecomunicații. Pentru o bună rezistență la

frecare a cordonului, s-a adoptat materialul denumit Dederon.

În continuare se analizează cordoanele cu materiale plastice şi necesitatea înlocuirii materialelor textile prin materiale plastice.

Motivele pentru înlocuirea textilelor sînt că aproape toate materialele izolante utilizate pînă în prezent, sînt afectate mai mult sau mai puţin în ceea ce priveşte calitatea lor izolantă de influenţa vaporilor de apă. Din cauza proprietăţilor higroscopice ale bumbacului şi mătăsii artificiale, umiditatea pătrunde cu timpul din ce în ce mai adînc în cordon şi înlocuieşte aerul uscat, conţinut de acesta care formează izolantul propriu-zis. Folosirea materialului termoplastic PVC duce la înlăturarea acestor neajunsuri, fiind un izolant impermeabil la apă.

Autorul analizează proprietăţile PVC, iar apoi dă detalii privind construcţia unui asemenea cordon.

În încheiere se dau unele experienţe cu cordoane PVC în exploatare, probleme legate de mijloacele de racordare şi de marcarea conductelor. Se precizează că trebuie totuşi luată în considerare, sensibilitatea cordoanelor izolate cu PVC la frig şi la căldură prea mare.

Dunn, R. şi *J. Wood*: **Generator de impulsuri simple realizat cu dispozitive semiconductoare de siliciu cu patru straturi,** Electronic Engineering, 35, (1963), nr. 425, iulie, pag. 470—471, 6 fig., 2 ref. bibl.

Metoda cea mai simplă de transmitere a unui impuls de tensiune într-o sarcină, constă în a conecta această sarcină direct la o sursă de tensiune constantă, cu ajutorul unui întreruptor, acesta fiind închis un interval de timp egal cu durata impulsului. În cazul impulsurilor de mică putere, un tranzistor care funcţionează în regimul de blocare, respectiv în regimul cu curenţi mici, constituie un întreruptor eficace, iar acţiunea lui este comandată de curentul bazei. La impulsurile de putere mare, tranzistorul este mai puţin eficace şi de aceea se utilizează dispozitive cu semiconductoare de siliciu cu patru straturi. Acestea se pot conecta uşor, dar pentru deconectare se impune ca curentul care circulă în ele să se reducă la o valoare mai mică decît cea de menţinere.

Generatorul de impulsuri analizat în articol nu se bazează pe o înmagazinare de energie, sarcina fiind conectată direct la sursa de tensiune de alimentare de către dispozitivul întreruptor cu semiconductor.

Deconectarea este efectuată de către curentul care parcurge un circuit acordat serie, care comandă de asemenea lăţimea impulsului. Se obţine astfel un tip de generator de impulsuri simplu şi uşor de proiectat care produce un impuls cu vîrful aplatisat, avînd un timp de creştere adecvat şi face posibilă folosirea lui la valori mari ale factorului de umplere.

Se dă schema de principiu a generatorului de impulsuri, iar pentru o descriere mai simplă, s-a utilizat un redresor cu siliciu comandat. Întrucît atunci cînd se deconectează redresorul, curentul din circuitul acordat circulă astfel încît provoacă o creştere a tensiunii de la bornele sarcinii, producînd astfel o supracreştere nedorită a flancului posterior al impulsului, pentru acest considerent se conectează o diodă în paralel cu circuitul acordat pentru a elimina această supracreştere.

Se impune ca Q-ul circuitului acordat să nu fie prea mare, deoarece se efectuează mai puţin decît un ciclu de oscilaţie.

Se dau apoi două circuite practice, unul pentru a genera un impuls de 100 V, 1 A şi cu durata de 100 μs, iar celălalt pentru a produce un impuls de 0,75 A, avînd durata de 4 μs.

Köhler, P.: **Amplificator de antenă fără zgomot pe U.U.S. echipat cu tranzistoare,** Funkschau, 35 (1963) nr. 9, mai, pag. 222—224, 4 fig.

La recepţionarea cîmpurilor slabe, raportul semnal/zgomot este dezavantajos. Chiar dacă se folosesc antene înalte, costisitoare, totuşi de cele mai multe ori nu se poate obţine un cîştig evident. Cea mai bună soluţie o reprezintă amplificatorul de antenă montat cît mai aproape de antenă, pentru ca atenuarea auxiliară a cablului înaintea amplificatorului să fie exclusă. Amplificatorul de antenă descris este echipat cu tranzistoare şi face parte din tipurile cu zgomot redus. Se descriu două tipuri de asemenea amplificatoare : Trev. 1, cu un singur tranzistor AF 139 şi Trev. 2 cu două etaje de amplificare, fiecare etaj fiind echipat cu cîte un tranzistor AF 139. Ambele amplificatoare sînt prevăzute la intrare pentru impedanţa antenei dipol de 240 Ω iar la ieşire pentru Z = 240/120 Ω. Se descriu măsurile luate pentru menţinerea unei dependenţe de temperatură între anumite limite. Se dau detalii pentru construcţia mecanică şi electrică şi pentru alimentarea amplificatorului.

Aparatele sînt prevăzute pentru gama 470—790 MHz, au un factor de zgomot cuprins între 5—8 dB şi o amplificare de 9—22 dB. Alimentarea se face printr-un cablu ecranat, la tensiunea de reţea 220 V/50 Hz.

Regulatoare de turaţie echipate cu tranzistoare pentru motoare electrice, Radio, (1963), nr. 9, septembrie, pag. 58—59.

Motorul de antrenare, folosit la magnetofoanele alimentate din baterii, este de tipul cu colector, din care cauză viteza de rotaţie creşte în funcţie de curentul care trece prin bobinaj.

La magnetofoanele simple şi ieftine viteza de rotaţie se reglează manual cu ajutorul unui reostat montat în serie cu motorul. Soluţia este dificilă şi nu dă rezultate satisfăcătoare decît unui operator cu o ureche foarte fină.

O rezolvare superioară este reglarea automată a vitezei cu ajutorul unui regulator centrifugal care deschide şi închide circuitul motorului prin contacte mobile montate pe axul de rotaţie. Soluţia nu este total satisfăcătoare din cauza scînteilor care apar între contacte în timpul funcţionării, adevărate generatoare de paraziţi de înaltă şi joasă frecvenţă.

Înlăturarea acestui impediment se face prin introducerea unui tranzistor în montaj.

Funcţionarea este satisfăcătoare. Contactul regulatorului centrifugal acţionînd o tensiune negativă la baza tranzistorului, fapt care determină variaţia rezistenţei emitor-colector şi implicit curentul care trece prin bobinajul motorului. Din cauza curentului mic care acţionează asupra bazei tranzistorului în contactul regulatorului centrifugal nu mai apar scîntei importante, iar sursa de paraziţi dispare cu ajutorul a două şocuri montate de o parte şi de alta a motorului şuntate de doi condensatori.

Foarte recent s-a construit un motor de antrenare care funcţionează fără regulator centrifugal, reglarea automată a vitezei de rotaţie fiind asigurată de un mic generator de curent alternativ montat pe axul de rotaţie al motorului. Rotorul generatorului este realizat dintr-un magnet care se roteşte în faţa statorului în formă de π.

Bobinajul statorului constituie traductorul dispozitivului de reglare automată. Dispozitivul se compune dintr-un circuit acordat serie, paralel pe bobinajul statorului şi detectat cu o diodă. Frecvenţa de rezonanţă a circuitului se alege mai mare sau mai mică decît frecvenţa traductorului la turaţia normală astfel că punctul de regim al sistemului se va afla pe mijlocul ramurii descendente a curbei de rezonanţă. Tensiunea variabilă în funcţie de turaţie, detectată, este preluată de baza unui tranzistor care are în circuitul de colector o rezistenţă de sarcină pe care apare o tensiune negativă variabilă. Această tensiune negativă este aplicată bazei celui de-al doilea tranzistor care introduce rezistenţă variabilă emitor-colector în serie cu bobinajul motorului. Stabilitatea termică se realizează cu ajutorul unui termistor.

***** Cum să se prelungească viaţa tubului cinescop?** Radio 1963, nr. 9, septembrie, pag. 31.

În articol se examinează factorii principali care condiţionează durata de funcţionare a tubului cinescop.

Factorul principal în buna funcţionare a cinescopului este starea catodului cu oxizi care depinde mult de temperatura lui de lucru. La tensiunea de încălzire de 6,3 V temperatura catodului cu oxizi este de 865°C, corespunzînd temperaturii optime de funcţionare. La o temperatură scăzută se produce intoxicarea rapidă a masei oxizilor, iar la una superioară, sinterizarea ei, condiţia de echilibru între procesul de oxidare şi cel de reducere la vidul obişnuit ($1 \cdot 10^{-6} - 1 \cdot 10^{-7}$ mm Hg) fiind tocmai temperatura de 865°C.

Ţinîndu-se cont de datele experimentale şi statistice şi avîndu-se în vedere faptul că Tc = 865°C este limita superioară de temperatură a catodului, se trage concluzia că încălzirea insuficientă a tubului cinescop departe de a fi periculoasă este chiar necesară. Exploatarea tubului cinescop cu o tensiune de încălzire de 6,8 V reduce durata lui de serviciu cu aproximativ 40%.

Este indicat în lumina celor de mai sus ca să se aplice tubului cinescop un regim de încălzire constînd în aplicarea unei tensiuni de filament de 5,7 V, circa 1 500 ore (un an) şi pe măsură ce scade strălucirea tensiunea de filament să fie mărită treptat.

Deşi s-ar crede că nu are o influenţă apreciabilă asupra duratei de funcţionare a tubului cinescop, magnetul capcanei de ioni influenţează substanţial prin faptul că pentru a devia fasciculul electronic cu 11° are nevoie de un cîmp magnetic de 32 Oe. Dacă cîmpul este mai mic, spre exemplu 28 Oe, fasciculul electronic este tăiat parţial de sistemul electronooptic al tubului cinescop, strălucirea scăzînd cu 30—40%. În cazul intensităţii mărite (40 Oe), pierderile ating 10—15%. Tăierea fasciculului electronic de către anod duce la încălzirea suplimentară a sistemului electronooptic a cărui degajări de gaze accelerează intoxicarea catodului.

Un alt factor care influenţează negativ durata de funcţionare este imposibilitatea de a debloca complet tubul cinescop, din cauza unei tensiuni prea mari aplicate între catod şi Wenelth (—30...—90 V). Normal se cere ca tensiunea să poată fi reglată între —20 şi 0 V.

Alt factor este tensiunea aplicată celui de-al doilea anod. La o tensiune de 14 kV aplicată pe al doilea anod al tubului cinescop este necesar un curent al fasciculului de electroni de 30—50 μA pentru strălucirea normală a ecranului. Scăzînd tensiunea la 8 kV va fi necesar un curent de 8—10 ori mai mare pentru aceiaşi strălucire, fapt care duce la reducerea bruscă a duratei de funcţionare.

(Datele de mai sus se referă la tuburi cinescop cu diagonala ecranului luminiscent cuprinsă între 40 şi 43 cm).

Modulaţia de amplitudine de formă trapezoidală folosită în emiţătoarele de radiodifuziune pe unde scurte, Przeglad Telekomunikacyjny, 35, 1963, nr. 8, august pag. 241—243.

Întreprinderea engleză Marconi fabrică în prezent emiţătoarele BD 272 cu modulaţie în amplitudine de formă trapezoidală, lucrînd în unde scurte.

Întreprinderea menţionează că aplicarea modulaţiei de formă trapezoidală la aceste emiţătoare are ca efect mărirea semnalului la recepţie cu 3,5 dB adică se obţin aceleaşi rezultate ca şi cînd s-ar mări puterea emiţătorului cu ceva mai mult de două ori. (Un emiţător cu modulaţie de formă trapezoidală de 250 kW se comportă asemeni unui emiţător obişnuit cu o putere de 550 kW.)

Acest tip de emiţătoare pot fi folosite atît cu modulaţie clasică, cît şi cu modulaţie de formă trapezoidală, după nevoi.

Modulaţia de formă trapezoidală nu introduce distorsiuni liniare şi de fază importante, aşa încît un program vorbit sau muzical mediu nu suferă în claritate şi inteligibilitate. Acest fapt, datorită randamentului incontestabil sporit (3,5 dB), a adus faima acestor emiţătoare printre societăţile de radiodifuziune.

Spre deosebire de modulaţia în amplitudine sinusoidală unde semnalele acustice cu amplitudine mare care apar la frecvenţele joase limitează profunzimea de modulaţie medie la circa 30%, fapt care duce la întrebuinţarea unei puteri în benzile laterale de cel mult 4,5%, în cazul modulaţiei de formă trapezoidală puterea benzilor laterale creşte pînă la 12,5% din puterea undei purtătoare, adică emiţătorul lucrează cu o putere nominală de aproape trei ori mai mare.

Modulaţia de formă trapezoidală se obţine prin aplicarea compresiei sunetelor, sau mai bine zis a tăierii semnalelor cu amplitudine mare (operaţiune denumită Kipling). Prin aplicarea unui limitator bilateral echipat cu diodă care limitează modulaţia la maximum 95% şi a unui filtru „trece sus" se obţine un semnal de audio frecvenţă avînd următoarele caracteristici:

a) valoarea media a semnalului este cu 2—5 dB mai mare decît a unui semnal cu modulaţie normală;

b) elementele sinusoidale ale spectrului cu frecvenţă mică avînd o amplitudine mare sînt transformate în semnale trapezoidale. În spectru apar armonicele acestor frecvenţe, şi anume cele relativ înalte;

c) elementele sinusoidale ale spectrului cu frecvenţă medie şi înaltă sînt supuse unor deformări mult mai mici sau rămîn pur sinusoidale avînd amplitudini mult mai mici;

d) cu toate că deformările neliniare statice sînt foarte mari, distorsiunile medii pentru spectrul întreg se măresc în mod neînsemnat, în limite admisibile;

e) dacă intervine o tăiere a semnalului cu frecvenţă mare atunci din cauza existenţei filtrului „trece sus" distorsiunile neliniare vor fi simţite ca distorsiuini liniare ale amplitudinii, cît şi ca distorsiuni de fază.

Una din dificultăţile introducerii modulaţiei de formă trapezoidală la emiţătoarele cu modulaţie convenţională constă în faptul că amplificatorul de înaltă frecvenţă şi modulatorul au o sarcină ceva mai mare decît în sistemul convenţional, ceea ce duce la necesitatea măririi capacităţii surselor de alimentare şi a răcirii tuburilor de putere.

În concluzie trebuie subliniat faptul că sistemul modulaţiei trapezoidale se pretează cel mai bine la caracteristicile subiective ale urechii omului şi avînd în vedere creşterea substanţială a randamentului instalaţiilor îşi justifică întrebuinţarea pe o scară lărgită în emiţătoarele moderne.

Berloya, H. C.: **Circuite de mare rezistenţă cu tranzistoare,** The Radio and Electronic Engineer, Vol. 26 (1963) nr. 7, iulie, pag. 13—24, 28 fig.

Este cunoscut faptul că, în afara funcţiei de amplificare a unui semnal, elementele active cum sînt tranzistoarele pot fi utilizate pentru a se obţine impedanţe (în speţă rezistenţe) de valoare ridicată. Articolul de faţă îşi propune să discute diverse metode prin care se poate atinge acest scop. Problema este abordată din trei puncte de vedere.

a) Tranzistorul propriu-zis ca o rezistenţă de mare valoare.

Se studiază modul de funcţionare a unor scheme folosind etaje avînd ca sarcină, tranzistoare în emitor sau în colector. Este indicată o metodă de calcul pentru rezistenţa de ieşire a unui montaj tranzistorizat şi se indică modul cum poate fi mărită.

b) Creşterea valorii efective a unei rezistenţe.

Se studiază modul cum poate fi sporită valoarea efectivă a unei rezistenţe cu un tranzistor şi se dă o metodă de calcul. Se prezintă apoi un exemplu de modul cum se poate aplica această metodă în cazul unui circuit complex.

c) Scheme amplificatoare tranzistorizate cu impedanţă mare de intrare.

Se analizează problema din punct de vedere al curentului de polarizare în bază; este indicată o metodă de măsură a rezistenţei de intrare. Sînt studiate apoi o serie de montaje simple cu proprietăţi remarcabile din punctul de vedere al rezistenţei de intrare: etajul cu sarcina pe emitor, etajele cu sarcina pe emitor în cascadă, etajele cu sarcină în emitor şi colector.

Pentru aceste montaje se descrie modul de proiectare şi performanţele.

Se prezintă apoi o metodă de obţinere a unor amplificatoare cu tranzistoare avînd $R_{intr.\,max} = r_c$ şi $R_{intr.\,max} > r_c$ (rezistenţa de colector a tranzistorului). Pentru fiecare din aceste cazuri, se prezintă exemple de aplicare a metodei la circuite cu mai multe tranzistoare. Se dau indicaţii succinte în privinţa proiectării şi se prezintă amănunţit performanţele schemelor respective.

Wirth, J.: **Centrală telefonică satelit cu 400 de linii de tip crossbar, de fabricaţie B.H.G. Pierderile datorite identificării apelurilor,** Hirádastechnika, 14 (1963), nr. 2, aprilie, pag. 43—47, 19 fig., 1 tab., 2 diagr.

După o scurtă descriere a centralei telefonice automate CA—402 de tip crossbar, destinată ca centrală de instituţie sau centrală satelit, se analizează unele aspecte curente legate de concepţia centralei.

Astfel, centrala automată CA—402 este concepută a forma grupe de abonaţi de cîte 400 linii. Ca urmare, este necesar

ă se analizeze dacă în acest caz nu apar unele perturbaţii în deservirea abonaţilor, mai ales în timpul traficului forte ca urmare a metodei de identificare aplicată. În cazul identificării în planul reţelei de coordonate, pot să apară identificări curente care măresc pierderile centralei. Se analizează cauzele care provoacă aceste identificări greşite şi se determină posibilitatea apariţiei lor. Printre principalele cauze se menţionează două sau mai multe apeluri simultane.

Pe baza analizei şi experimentărilor în grupele de abonaţi de 400 linii, s-a stabilit că pierderile datorite identificării eronate se încadrează în limite admisibile, avînd valori cuprinse între 0,01 ‰...0,1 ‰.

Rezultatele analizei sînt indicate în grafice şi tabele.

Boki, J.: **Semiconductoare omogene,** Electronics, 36 (1963), nr. 25, iulie, pag. 65—67, 5 fig., 16 ref. bibl.

Semiconductoarele clasice, bazate pe existenţa unor regiuni neomogene şi a unor joncţiuni p-n, implică procedee tehnologice foarte delicate. Se descrie o categorie desemiconductoare, bazate pe existenţa unor plasme solide care se străpung în cazul unor ionizări prin şoc. În aceste semiconductoare se poate obţine o propagare a undelor electromagnetice sub formă elicoidală, precum şi o serie de regimuri de funcţionare instabilă, care stau la baza realizării unor oscilatoare. Se descrie fenomenul fizic al ionizării prin şoc la aplicarea unor cîmpuri electrice. La baza acestui fenomen stă existenţa unor purtători liberi în condiţiile de echilibru termic: în felul acesta este necesară o energie de ionizare relativ scăzută.

Se analizează dependenţa acestui fenomen de impurităţile introduse în semiconductor şi de temperatura de lucru. Fenomenul este deosebit de evident la temperaturi scăzute, însă pentru anumite tipuri de semiconductoare (de exemplu siliciu cu indiu) poate fi realizat şi la temperaturi curente. Se analizează caracteristicile unor astfel de semiconductoare, evidenţiindu-se existenţa unei regiuni cu rezistenţă negativă.

Morris, R. şi W. L. Hughes: **Sistemul cromatic secvenţial IOWA de televiziune în culori,** IEEE Transactions on Broadcasting, (1963), nr. 1, februarie, pag. 55—64, 11 fig., 11 ref. bibl.

Noul sistem de televiziune în culori se deosebeşte sub mai multe aspecte de sistemul cunoscut NTSC. În cazul sistemului NTSC, în cromatica imaginii de televiziune se impune o rezoluţie mai simplă decît în componente de luminanţă a semnalului care se aplică în sistemul IOWA pe ambele dimensiuni — orizontală şi verticală şi nu numai pe orizontală ca în cazul vechiului sistem. Sînt necesare două tuburi videocaptoare dintre care unul asigură semnalul convenţional de luminanţă iar celălalt care este prevăzut cu un filtru optic rotativ asigură semnalul cromatic în care cîmpurile alternate reprezintă componentele roşu şi albastru ale imaginii. Se preconizează un sistem combinat care să utilizeze sistemul de captare a imaginilor IOWA mult mai ieftin, şi sistemul cromatic secvenţial de linie SECAM care îmbină avantajele ambelor sisteme şi evită dificultăţile impuse de faza semnalelor cromatice specifice sistemului NTSC, toate acestea bazîndu-se pe unele experienţe şi realizări obţinute pînă în prezent.

Makarov, I. S.: **Efectul marginal al capetelor magnetice,** Radiotehnika, 18 (1963), nr. 7, iulie, pag. 66—72, 4 fig., 6 ref. bibl.

Dezvoltarea tehnicii înregistrărilor magnetice este însoţită de necesitatea măririi continue a eficienţei de utilizare a suprafeţei purtătorului de sunet, adică a măririi densităţii superficiale a înregistrării. Unul din factorii care împiedică mărirea densităţii de situare a pistelor magnetice este efectul marginal al capului magnetic, care se manifestă prin aceea că la înregistrare, cîmpul magnetic al unui canal provoacă modificări ale magnetizării pistelor învecinate, iar la reproducere, la semnalul principal se adaugă semnalele pistelor învecinate.

Se prezintă rezultatele unor studii experimentale efectuate în acest scop asupra componentei longitudinale a cîmpului unui cap magnetic, ţinîndu-se seama de efectul marginal. În cadrul studiilor, capul magnetic a fost reprodus pe model cu ajutorul cîmpului electric al unei băi electrolitice. În baza datelor experimentale se dă un exemplu de calcul al semnalului util şi al perturbaţiei la reproducere, pentru cazul concret al unei înregistrări cu un număr mare de piste.

Kühne, F.: **Radiotelefonul manual, pe 11 m, de fabricaţie japoneză „General TG-103 A".** Funkschau, 35 (1963), nr. 14, iulie, pag. 395—396, 3 fig.

Radiotelefonul japonez „General TG—103 A" pe 11 m, este destinat radioamatorilor emiţători. Este complet tranzistorizat, are dimensiunile de 17 × 7 × 4 cm şi cîntăreşte în total 620 g. Cuprinde 11 tranzistoare şi o diodă cu germaniu, difuzorul îndeplinind ca deobicei — şi funcţia de microfon. Se alimentează fie de la o baterie de 9 V sau 6 pile a 1,5 V în serie, fie de la o baterie de acumulatoare.

Alimentarea permite lucrul în recepţie opt ore sau în emisie două ore. Lucrînd obişnuit în emisie-recepţie se poate conta pe şase ore de lucru, după care bateria trebuie schimbată. Aparatul are o antenă telescopică de 1,28 m lungime, este construit cu circuite imprimate şi lucrează pe frecvenţa fixă (27155—27185 kHz). Pentru a se putea lucra pe mai multe linii de radiolegături se grupează cîte două radiotelefoane pe aceiaşi frecvenţă pentru fiecare linie. Deservirea este uşoară, reducîndu-se la acţionarea unui simplu comutator emisie-recepţie, plus butonul de „vorbire", legătura se obţine în aşa-zisul sistem „duplex" al radioamatorilor. Se dă schema de principiu cu valorile pieselor componente şi detalii cu privire la modul de lucru şi aplicaţiile acestui aparat (în industrie, comerţ, pompieri, servicii tehnice auxiliare diverse, servicii de ordine publică etc.).

Cronică

Expoziția întreprinderii „Metrimpex" de instrumente și aparate de măsură și control

(București, aprilie, 1964)

În luna aprilie a. c., întreprinderea ungară de comerț exterior „Metrimpex" a organizat în localul reprezentanței comerciale a R. P. Ungare, o expoziție în cadrul căreia a prezentat o gamă largă de aparate și instrumente de măsură și control din diferite domenii ale științei și tehnicii.

Din domeniul telecomunicațiilor prezentăm cîteva noutăți care au trezit interesul specialiștilor romîni.

Pupitrul de reparare a televizoarelor tip TR-0812 permite efectuarea unor operațiuni de întreținere a aparaturii de TV și de TSF în conformitate cu normele internaționale prescrise.

Posibilitățile de examinare și de reparare sînt asigurate datorită instrumentelor ce sînt dispuse pe acest pupitru și care se completează unele pe altele în mod reciproc.

Conexiunile combinate permit efectuarea măsurătorilor care erau imposibile cu instrumente individuale (fig. 1).

Datorită execuției sale și a modului de dispunere a legăturilor, acest complex constituie un adevărat stoc de instrumente care corespunde următoarelor aparate : voltmetru electronic ; generator de mire ; generator bază de timp ; generator de semnale MA-MF ; ohmmetru ; generator cu cristal de 1-5-10 MHz ; vobulator video ; vobulator de înaltă frecvență ; generator marcher ; sincroscop ; sursă de alimentare în curent continuu și în curett alternativ.

Pupitrul constituie o lucrare tubulară modernă compusă din două părți — superioară și inferioară — care sînt fixate între ele cu ajutorul unui șurub. Partea inferioară este prevăzută cu placă rulantă.

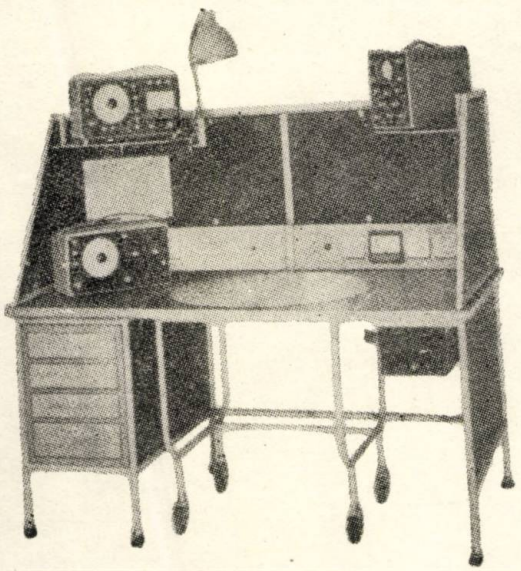


Fig. 1

În partea stîngă pe panoul frontal există o oglindă care ajută tehnicianului să observe partea din spate a televizorului ce se găsește fixat pe placa rulantă pentru a fi reparat.

În partea dreaptă există prizele și un aparat de măsură iar sub aceste prize se află piesele necesare pentru lipit. Se poate spune că componența instrumentelor și a trusei de scule permite obținerea unui randament ridicat asigurînd totodată condiții comode de lucru pentru lucrătorii serviciilor de reparații.

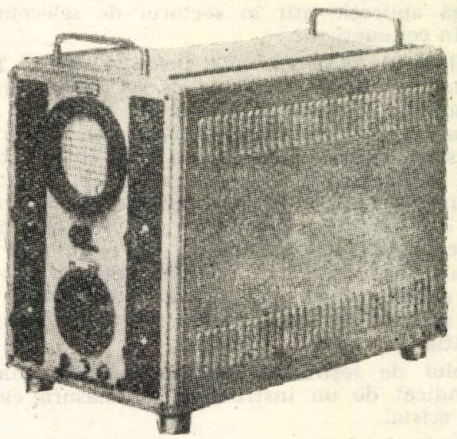


Fig. 2

Instrument pentru localizarea prin impulsuri a defectelor în cabluri tip TT-2201 permite determinarea foarte rapidă a locului și natura defectelor care se produc în liniile de telecomunicații sau de transmiterea energiei, în cabluri subterane sau în linii aeriene (fig. 2). Pentru utilizarea optimă a liniei este necesară adaptarea impedanței generatoarelor și a consumatorilor la impedanța caracteristică a liniei.

Avantajele principale ale metodei de măsurare prin impulsuri sînt următoarele :

— Măsurătoarea este extrem de rapidă. Metoda se pretează prin excelență la un control continuu și regulat în serviciul de telecomunicații.

— Este singura metodă care permite observarea și măsurarea defectelor tranzitorii (defecte de contact) și care apar pe o linie examinată.

— Defectele multiple prezentate pe toată lungimea liniei sînt reproduse simultan, dar metoda permite să se distingă pentru fiecare defect, caracterul său aparte.

— Metoda se pretează în egală măsură la localizarea defectelor apropiate (pînă la 150 m) și îndepărtate (pînă la 150 kW), avînd caractere diferite.

— Impulsul de lucru aplicat pe linie este de 100 V. Deci el nu prezintă nici un pericol nici pentru operator și nici pentru linie.

— Măsurătoarea este foarte simplă, rapidă și precisă. Rezultatul indicat de un instrument poate fi evaluat printr-un calcul simplu, fără cunoștințe speciale.

Părțile principale ale instrumentului sînt următoarele :

— Generator de impulsuri de pornire care determină frecvența de repetiție a impulsurilor apli-

cate în linia studiată şi care sincronizează în acelaşi timp circuitul de măsurare a timpului şi generatorul impulsurilor de timp ;

— Generator care emite impulsurile de studiu în linie ;

— Receptor-amplificator care serveşte la amplificarea impulsurilor reflectate pe linie ;

— Circuit de măsură a timpului şi generator de impulsuri în dinţi de fierăstrău, pentru măsurarea timpilor de parcurs a impulsului, cu alte cuvinte a distanţei pînă la defectul localizat ;

— Generator de impulsuri de timp produse pe axa timpilor, pentru stingerea spotului, a punctelor de control şi de etalonare ;

— Sursă de alimentare care furnizează curentul necesar pentru diverse circuite ale instrumentului ;

— Tub catodic — indicator cu ecranul de 5 cm diametru.

Se poate spune că un asemenea aparat îşi găseşte o largă aplicaţie atît în sectorul de telecomunicaţii cît şi în cel energetic.

Oscilatorul de microunde Orion — FMV TZA-105 cuprinde banda de frecvenţe de serviciu a unui ghid de unde de dimensiuni norminale de 58 × 29 mm. El poate fi utilizat pentru măsurarea factorului de undă staţionară, a atenuării, a frecvenţelor de rezonanţă, a factorului de calitate Q etc. Oscilatorul este uşor manevrabil, frecvenţa dorită pentru punerea în funcţiune putînd fi obţinută printr-o singură comutare a unui buton de reglaj, iar citirea se poate face direct pe o scală gradată. Nivelul de ieşire evident superior faţă de generatoarele uzuale oferă acestui tip de oscilator un cîmp larg de acţiune (fig. 3).

Nivelul de ieşire al oscilatorului de microunde este indicat de un instrument de măsură cu detector cu cristal.

Puterea de ieşire a aparatului poate fi variată în limite largi.

Oscilatorul se compune din următoarele părţi : sursa de alimentare ; oscilator de semnale rectangulare şi etaje de amplificare şi limitare ; etaj modulator ; oscilator cu clistron ; indicatorul oscilaţiilor de microunde şi regulatorul puterii de ieşire.

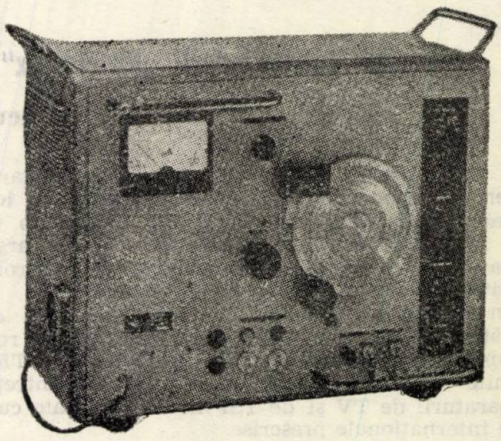


Fig. 3

Gama de frecvenţă este cuprinsă între 3 300 şi 4 900 MHz.

Puterea de ieşire este de minim 50 mW.

Datorită construcţiei sale solide, aparatul poate fi folosit atît în laboratoarele institutelor de cercetări cît şi în uzine.

★

Prin conferinţele organizate de către specialiştii unguri şi prin documentaţia pusă la dispoziţia celor interesaţi, expoziţia şi-a adus o însemnată contribuţie la întărirea relaţiilor tehnico-ştiinţifice dintre cele două ţări.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1833

SOMMAIRE

CD 621.376.3:621.382.3

CARTIANU, GH. et SCHUSTER, B. **Modulateur en fréquence à transistor utilisant le circuit déphaseur naturel base-émetteur du transistor.**

L'article comprend une étude théorique et expérimentelle d'un nouveau type de modulateur en fréquence à transistor, ainsi que sa réalisation concrète. Ce modulateur utilise le circuit déphaseur naturel constitué, dans le schéma équivalent, par la capacité $C_{b'e}$ et la résistance d'entrée $\gamma_{bb'}$ du transistor.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 4, p. 145—150

CD 621.392.52

ȘTEFĂNESCU, S. **Filtres économiques.**

Après avoir défini les filtres économiques, on expose l'utilisation de la transformée de Norton afin de réduire le nombre d'éléments composants du filtre. Ensuite on analyse le procédé graphique de Rumpelt pour le calcul des pôles. Comme exemple, un filtre de voie est entièrement calculé.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 4, p. 150—157

CD 621.396.67

FRATU, IL. **Installations d'antennes collectives.**

Les installations d'antennes collectives sont systématiquement présentées et leurs parties principales sont décrites: le groupe d'antennes, le groupe d'amplificateurs, le réseau de distribution aux abonnés. L'analyse du réseau de distribution est portée en détail, en aboutissant aux relations de calcul.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 4, p. 158—165

CD 621.395.722

BARBU, E. et IAROVICI, I.: **Simplifications et modernisations possibles dans le régistre de la CTA 7A2.**

Après avoir analysé la partie réception-enregistrement d'impulsions du régistre du central téléphonique automatipue 7A2, on synthétise un compteur à nombre minimum de relais, qui pourrait remplacer la partie réception de l'actuel régistre.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 4, p. 166—176

CD 621.396.625:621.376.3

MARIN, V. et RADU, V.: **Equipement de réception pour radiocommunications à déplacement de fréquence types F_1 et F_6.**

On étudie les particularités de la réception radiotélégraphique à déplacement de fréquence, des types F_1 et F_6. On présente les schémas de principe et les caractéristiques techniques des équipements réalisés par le laboratoire du Centre Radio Bucarest.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 4, p. 176—180

Nouveaux récepteurs radio roumains.

CD 621.396.62

MIHĂILESCU, E.: **Les récepteurs „Darclée 2", „Select 2", „Carmen 3" et „Miorița 3".**

Les caractéristiques et les performances des récepteurs fabriqués par les Usines „Electronica" sont présentées pour les nouvelles variantes dont la fabrication a commencé au second semèstre 1963.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), nr. 4, p. 181—183

CONTENTS

DC 621.376.3:621.382.3

CARTIANU, GH. and SCHUSTER, B: **A transistor frequency modulator using the natural phase-shift basis-emitter circuit of the transistor.**

The paper deals with the theoretical and practical study of a new kind of frequency modulator with transistor and its practical achievement. This modulator uses the natural phase-shift circuit, constituted by the input capacity $C_{b'e}$ and the resistance $\gamma_{bb'}$ of the transistor.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), nr. 4, p. 145—150

DC 621.392.52

ȘTEFĂNESCU, S.: **Low cost filters.**

A definition for low cost filters is given, then it is shown the modality for using the Norton transformation to minimize the number of components. The graphical Rumpelt method for calculating the attenuation poles is also analysed. A complete design of a channel filter is given, as an example for the exposed methods.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), nr. 4, p. 150—157

DC 621.396.67

FRATU, IL.: **Common aerial installations.**

A systematised exposure of the common aerial installations is made and the main parts of the installation are described: the aerial group, the amplifier group, the abonents distribution network. A more detailed analysis is performed for the network, design relations being given.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), nr. 4, p. 158—165

DC 621.395.722

BARBU, E. and IAROVICI, I.: **Possible simplifications and modernisations of the ATE 7A2 register.**

An analysis of the reception and pulse registering parts of the ATE 7A2 register is made and then a new counter with minimum number of relays is synthetised, as a possible substitution of the actual reception part of the register.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), nr. 4, p. 166—176

DC 21.396.625:621.376.3

MARIN, V. and RADU, V.: **Receiving equipment for frequency-shift radio communications types F_1 and F_6.**

The peculiarities of the reception of the frequency-shift radio telegraph types F_1 and F_6 are treated and the principial diagrams and performances of the receiving equipment worked out by the Bucharest Radio Center laboratory are given.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), nr. 4, p. 176—180

New roumanian radio receivers.

DC 621.396.62

MIHĂILESCU, E.: **The receivers „Darclée 2", „Select 2", „Carmen 3" and „Miorița 3"**

There are exposed the characteristics and performances of the radio receivers manufactured by the „Electronica" works as new variants, whose fabrication began in the IV-th quarter 1963.

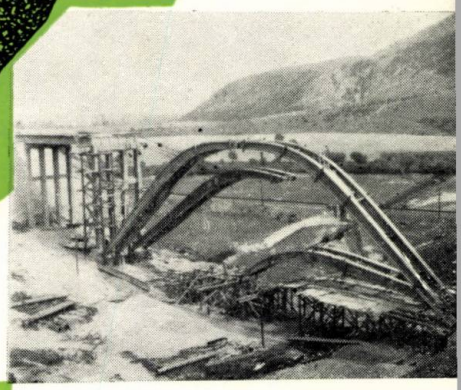
Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), nr. 4, p. 181—183

INTREPRINDEREA DE CONSTRUCȚII ÎN TRANSPORTURI (I.C.T.) TIMIȘOARA
Str. 13 Decembrie 1918 nr. 12

I.C.T. TIMIȘOARA

EXECUTĂ:

- Construcții civile și industriale
- Poduri noi metalice și de beton armat, de șosea și de cale ferată
- Consolidări de poduri de orice fel
- Căi ferate noi și sporiri de stații de cale ferată
- Modernizări de drumuri
- Consolidări și apărări de maluri
- Lucrări de artă (consolidări de tunele, viaducte, etc.)
- Lucrări de instalații electrice, sanitare și canalizare
- Măsurători de densimetrie, umiditate și conținuturi de bitum cu izotopi radioactivi.



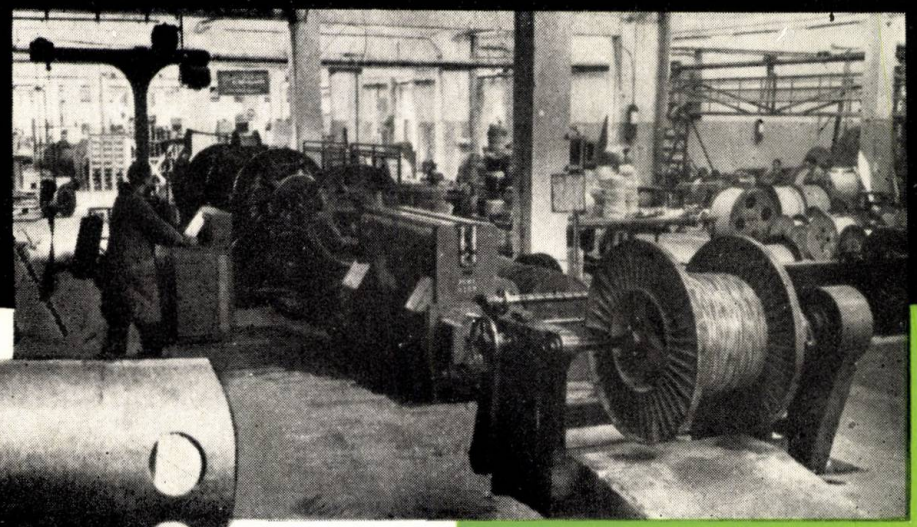
I.C.T. BRAȘOV

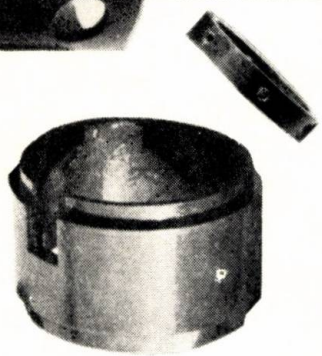
M. T. Tc.
ÎNTREPRINDEREA DE CONSTRUCȚII ÎN TRANSPORTURI
BRAȘOV

EXECUTĂ:

- Lucrări specifice transporturilor pe căile ferate ca: terasamente, poduri, viaducte, tuneluri, clădiri și instalații în vederea modernizării și îmbunătățirii exploatării.
- Lucrări de modernizare a drumurilor cu îmbrăcăminți de beton asfaltic și beton de ciment, precum și lucrările de artă aferente.
- Construcții industriale pentru întreținerea autovehiculelor și pentru repararea parcului auto.
- Lucrări de modernizare a pistelor pentru aeroporturi și lucrări speciale de construcții legate de exploatarea aeroporturilor.

Pentru telecomunicații, clădiri în vederea modernizării lărgirii traficului P.T.T.





FABRICA DE CABLURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

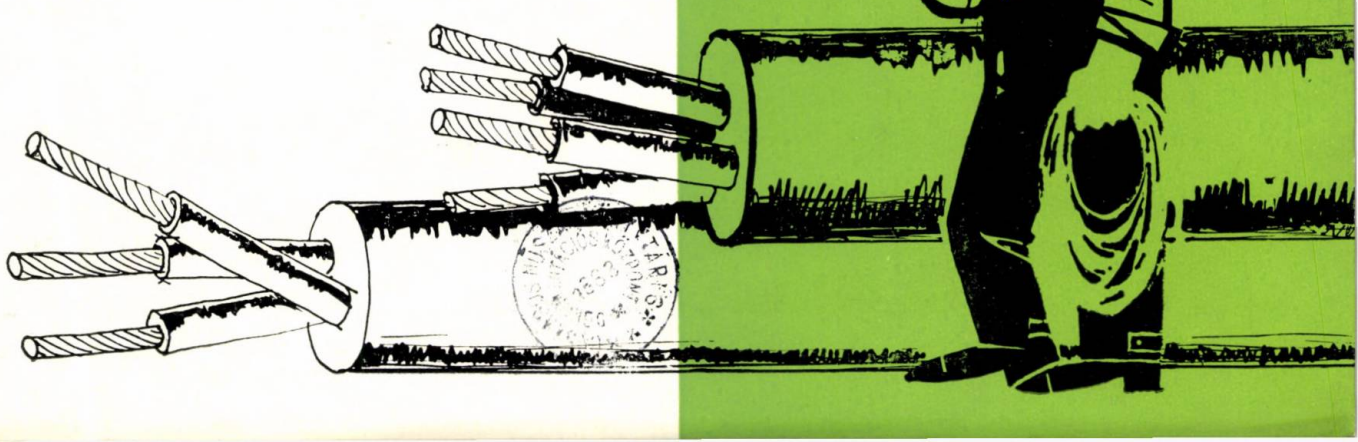
București ● șos. Gării Cățelu nr. 4

Produce:

- CABLURI DE FORȚĂ CU IZOLAȚIE DE HÎRTIE ÎN MANTA DE PLUMB
- CABLURI DE FORȚĂ CU IZOLAȚIE ȘI MANTA DE P.V.C.
- CABLURI DE TELECOMUNICAȚII
- CONDUCTE PENTRU INSTALAȚII FIXE, INSTALAȚII MOBILE ȘI PENTRU AUTOVEHICULE
- CONDUCTOARE PENTRU BOBINAJ CU IZOLAȚIE DE HÎRTIE, BUMBAC, EMAIL, FIRE DE STICLĂ etc.
- MATERIALE ELECTROIZOLANTE: PERTINAX, TEXTOLIT, MICABANDĂ, LACURI etc.

Firmele exportatoare ale produselor F.C.M.E.

METALIMPORT şi TEHNOIMPORT — BUCUREŞTI



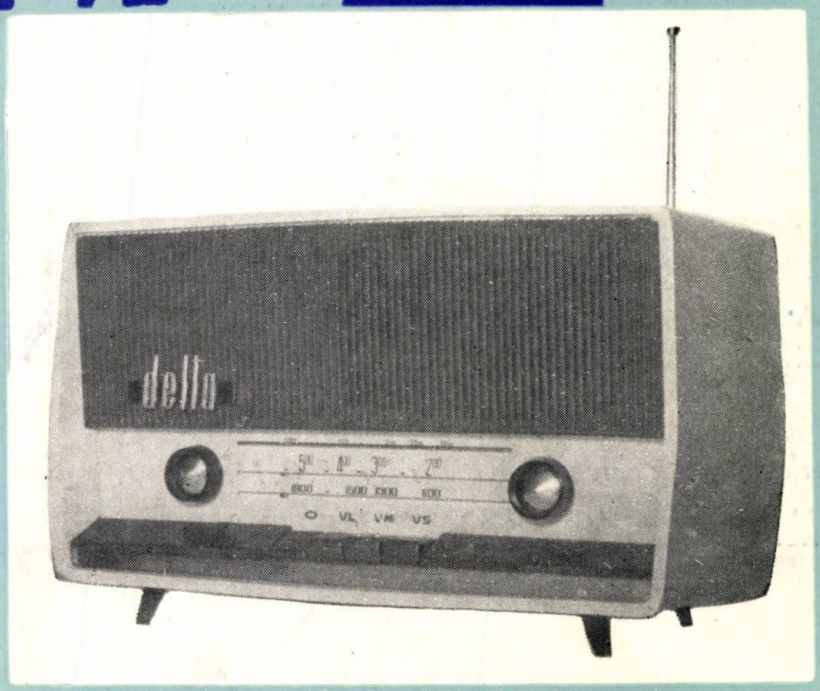
DELTA B

RADIORECEPTOR

prezentat intr-o casetă de polistiren colorată, cu dimensiuni aproximative :

358 x 200 x 170 mm.

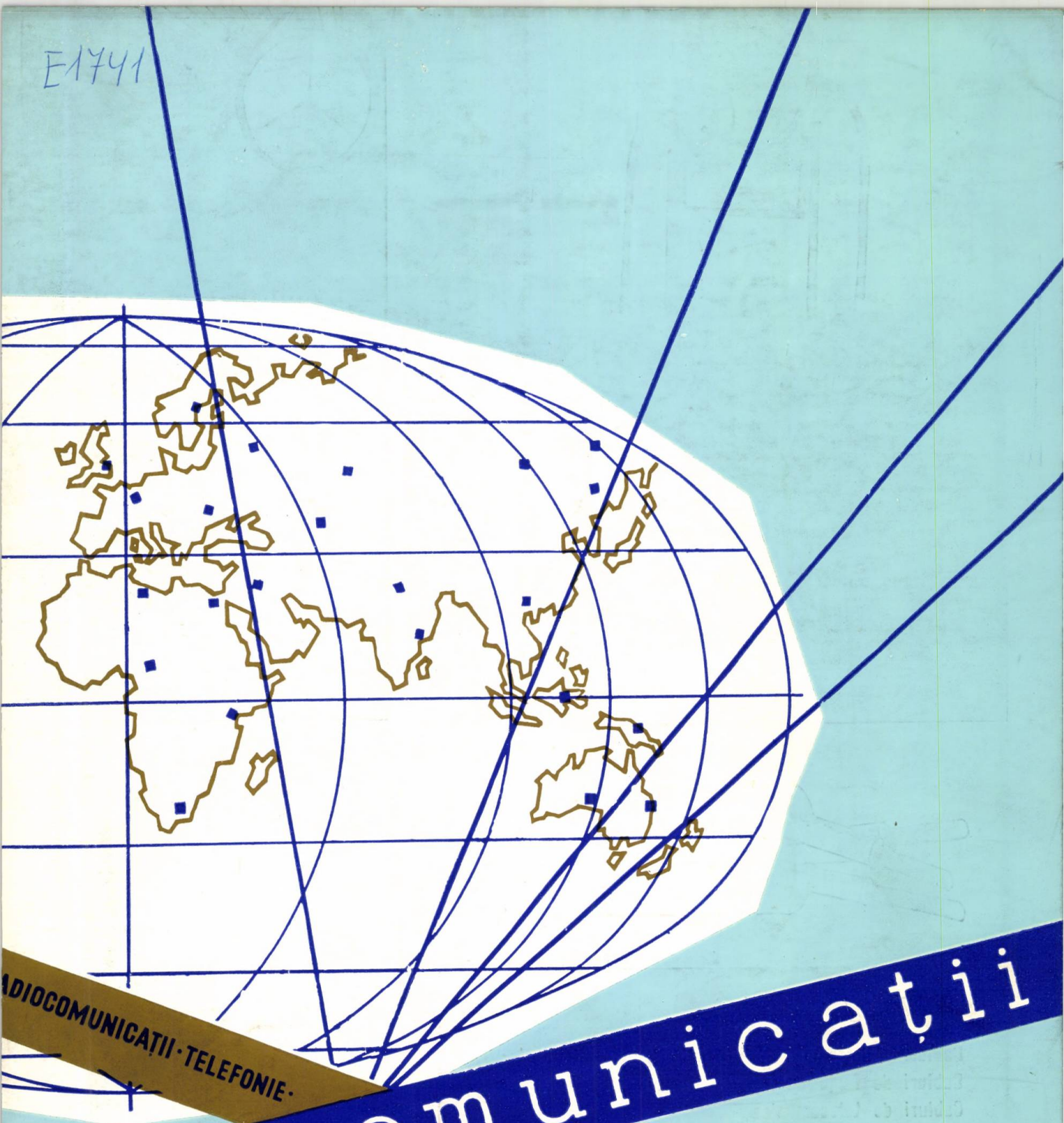
- Şapte tranzistoare şi două diode, schimbător de lungimi de undă sistem claviatură
- Trei game de lungimi de undă (UL, UM, US)
- Difuzor eliptic de 1 VA
- Alimentarea se face cu şase baterii electrice de 1,5 V fiecare
- Greutate : 3,5 kg



PRODUS DE UZINELE

Electronica

E1741



RADIOCOMUNICAȚII · TELEFONIE ·

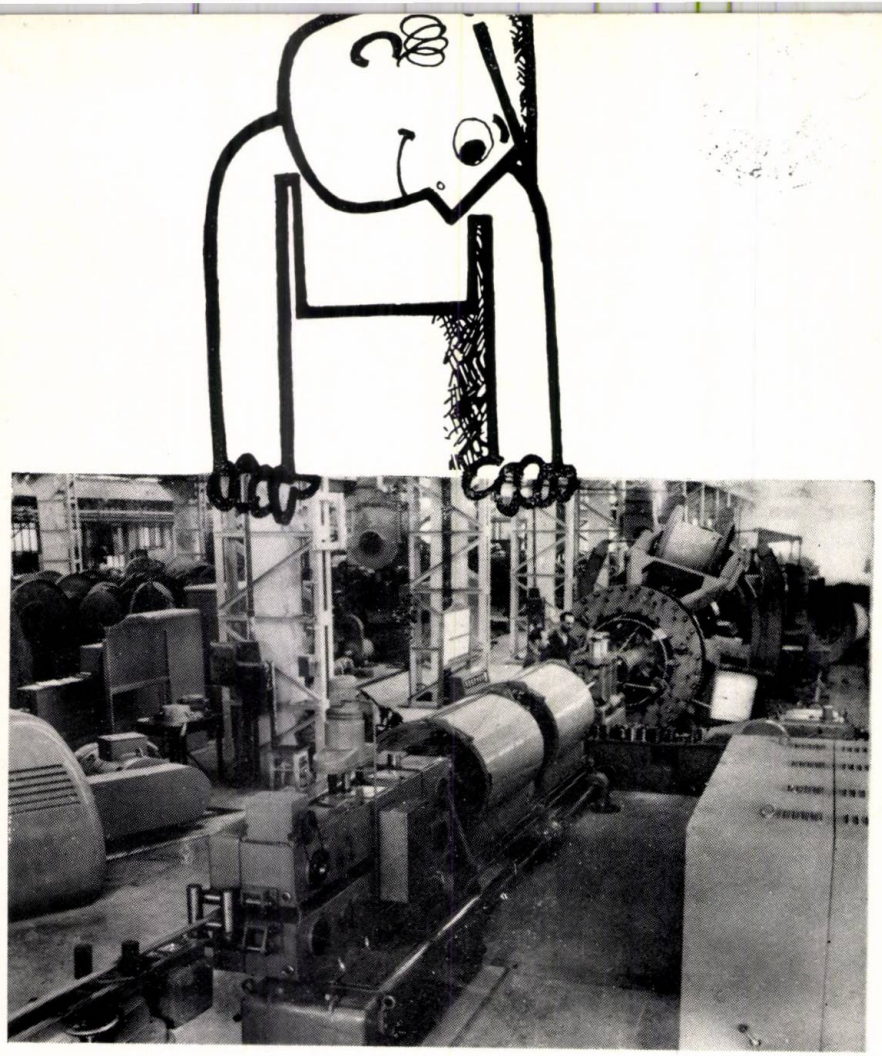
telecomunicații

TELEGRAFIE · TELEVIZIUNE · ELECTROACUSTICĂ

1964

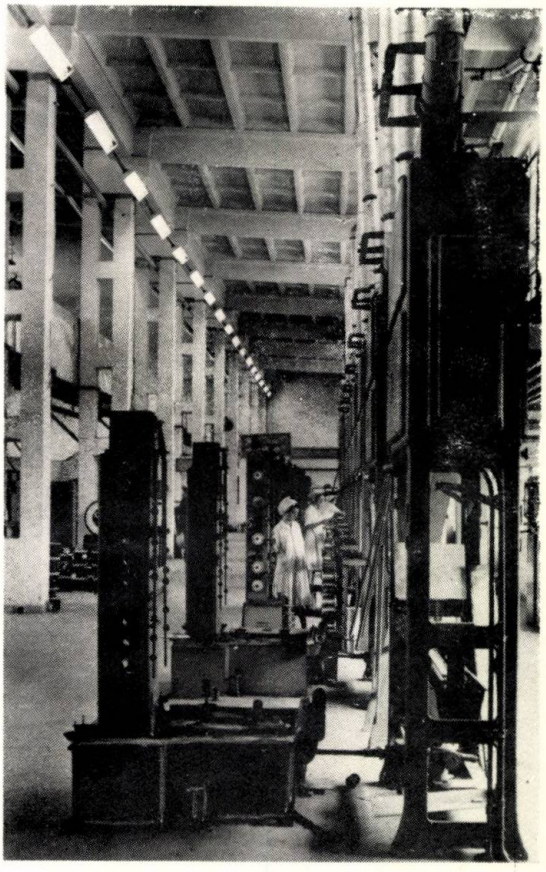
5

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 8 ★ Nr. 3 ★ p. 193 — 240 ★ București ★ august 1964



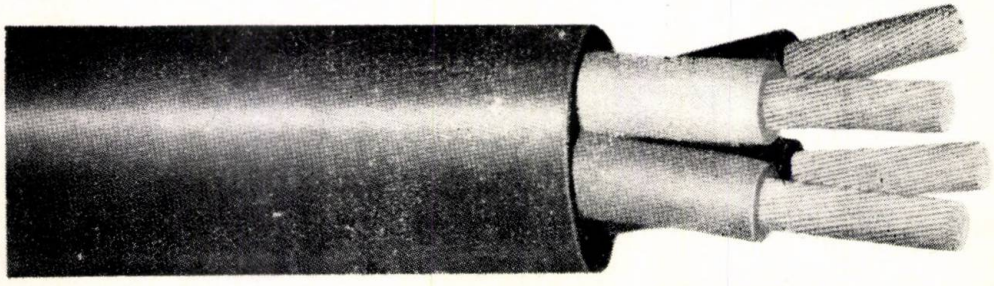
FABRICA DE CABLURI ȘI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

BUCUREȘTI
ȘOS. GĂRII CĂȚELU NR. 4



Produce:

Cabluri de forță cu izolație de hîrtie în manta de plumb
Cabluri de forță cu izolație și manta de P.V.C.
Cabluri de telecomunicații
Conducte pentru instalații fixe, instalații mobile și pentru autovehicule
Conductoare pentru bobinaj cu izolație de hîrtie, bumbac, email, fire de sticlă etc.
Materiale electroizolante: Pertinax, Textolit, Micabandă, Lacuri etc.



MŰSZAKI KÖNYVTÁR

telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR
AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR
DIN R.P.R.

Redacția: București, Calea Griviței nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 8 Nr. 5 august

CUPRINS

621.39(09)

Grigore, M.: **20 de ani de realizări în poștă și telecomunicații**

Telecomunicații. București, 8 (1964), nr. 5, p. 193–197

621.39.002.(09)

Lăzăroiu, F. D.: **Dezvoltarea industriei electronice în R.P.R.**

Articolul începe cu o prezentare a situației industriei electronice înainte de naționalizare. Se trece apoi în revistă aportul adus de institutele de cercetare, de proiectare, de documentare și de învățămînt în dezvoltarea industriei electronice după naționalizare. De asemenea cîteva spicuiri din activitatea laboratorului central de telecomunicații din M.T.Tc. în domeniul electronic.

În continuare se prezintă rolul Uzinelor Electronica și Electromagnetica precum și crearea întreprinderilor Automatica și I.P.R.S. — Băneasa în dezvoltarea industriei electronice.

Ultimul capitol indică perspective de viitor în dezvoltarea industriei electronice în țara noastră.

Telecomunicații. București, 8 (1964), nr. 5, p. 198–209

621.395.975(063)

Oprescu, N., Roșu, J., Mateescu, G.: **Preocupări actuale în radioficare.** Consfătuirea grupei I-a de studii O.I.R.T.

Articolul cuprinde preocupările actuale în sectorul de radioficare și modul cum s-au reflectat acestea în materialele grupei I de studii a Comisiei tehnice a Organizației internaționale de radiodifuziune și televiziune.

Tema tratată este oportună prezentînd ultimele realizări și preocupări în radioficare.

Telecomunicații, București, 8 (1964), nr. 5, p. 209–216

621.395.521.3

Postelnicu, P.: **Corectarea distorsiunilor de atenuare a circuitelor în cablurile telefonice, într-o bandă de frecvență în care impedanța caracteristică a liniei nu poate fi considerată constantă.**

Se analizează variația atenuării compuse a unei secțiuni de linie omogenă terminată pe impedanțe constante, datorită variației impedanței caracteristice a liniei în banda de frecvență utilizată.

Se dau soluții pentru corectarea distorsiunilor de atenuare în acest caz, prin adaptarea liniei în sensul transmisiei cu ajutorul unor dipoli.

Telecomunicații. București, 8 (1964), nr. 5, p. 216–221

621.396.674

Tanach, V., Stănciulea, L., Fridman, A.: **Antene magnetice pentru unde scurte.**

Studierea unui nou tip de ferite, cu caracteristici perminvar, a permis realizarea unor materiale cu permeabilitate relativ ridicată și pierderi reduse în domeniul de frecvență corespunzător gamei de unde scurte. Bara de antenă construită din aceste materiale prezintă o eficacitate ridicată în domeniul undelor scurte și poate înlocui cu succes antenele electrice folosite în mod obișnuit în această gamă.

Telecomunicații, București, 8 (1964), nr. 5, p. 222–226

NOI RADIORECEPTOARE ROMÎNEȘTI

621.396.62

Mihăilescu, E.: **Radioreceptorul S641 T „Miorița T4"**

Se prezintă schema de principiu și detalii de funcționare ale noului aparat produs de Uzinele Electronica.

Se dau particularitățile constructive și o listă a materialelor electrice și a pieselor componente.

Telecomunicații. București, 8 (1964), nr. 5, p. 226–228

Comitetul de redacţie

ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAIEŞ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în ştiinţe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, ing. B. IONIŢĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECŞULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

Revista „TELECOMUNICAŢII", organ al Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R. P. R. — Redacţia şi Administraţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Calea Griviţei nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B. R. P. R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. — Preţul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia" — Bucureşti c. 2094

SOMMAIRE

621.39(09)

Grigore, M.: **20 années de réalisations dans le domaine des postes et des télécommunications**

TELECOMUNICAȚII, BUCAREST, 8 (1964), no. 5, pages 193–197

621.39.002 (09)

Lazaroiu F. D. **Le développement de l'industrie électronique en Roumanie.**

L'article commence par l'exposé historique du développement de notre industrie électronique. Ensuite il présente l'apport des instituts de recherches, des bureaux de projets, de la documentation et de l'enseignement après la nationalisation. Aussi les réalisations dans le domaine de l'électronique du Laboratoire central des télécommunications du Ministère des Transports et de Télécommunications sont-elles citées.

L'article souligne le rôle des usines „Electronica" et „Electromagnetica" et celui de la création des entreprises „Automatica" et „IPRS-Băneasa".

Enfin les perspectives du développement futur de l'industrie électronique dans notre pays y sont indiquées.

TELECOMUNICAȚII BUCAREST, 8 (1964), no. 5, pages 198–209

621.395.975 (063)

Oprescu N., Rosu J. et *Mateescu G.* **Problèmes actuels de la distribution par fil. La session de la Ière Groupe d'études de l'OIRT.**

Les tendances techniques nouvelles dans le domaine de la distribution par fil des programmes radiophoniques sont exposées, en tant qu'elles aient été refletées par les travaux de la Ière Groupe d'études de la Commission technique de l'OIRT. Les plus nouveaux appareils et les méthodes de maintenance actuelles sont passées en revue.

TELECOMUNICAȚII, BUCAREST, 8 (1964), no. 5, pages 209–216

621.395.521.3

Postelnicu P. **La corerction des distortions d'affaiblissement dans les câbles téléphoniques lorsque l'impédance caractéristique de la ligne ne peut être considérée comme une constante dans la bande des fréquences.**

On analyse la variation de l'affaiblissement composite d'un tronçon de ligne homogène renfermée sur des impédances constantes, à la suite de la variation de l'impédance caractéristique de la ligne en fonction de la fréquence.

On en déduit des moyens de correction de la distortion d'affaiblissement, par l'adaptation de la ligne dans le sens de transmission à l'aide des dipôles.

TELECOMUNICAȚII BUCAREST, 8 (1964) no. 5, pages 216—221

621.396.674

Tanach, V., Stanciulea L. et *Fridman A.* **Antennes magnétiques pour la gamme des petites ondes.**

L'étude d'un nouveau type de ferrites, à caractéristique perminvar, a conduit à l'élaboration des matériaux à haute permitivité et pertes modérées dans le domaine des ondes décametriques. Une tige confectionnée en un tel matériau est une antenne d'efficacité assez élevée aux petites ondes et peut y remplacer avec succès les antennes du type électrique couramment utilisées

TELECOMUNICAȚII BUCAREST, 8 (1964), no. 5, pages 222–226

621.396.62

NOUVEAUX RECEPTEURS RADIO ROUMAINS

Mihailescu E **Le récepteur S** 641 T **„Miorița** T4".

On présente le schéma de principe et les détails de fonctionnement du nouveau récepteur produit par les Usines Electronica.

On expose les particularités constructives et on rattache une liste des matériaux électroniques et des pièces composantes de l'appareil.

TELECOMUNICAȚII, BUCAREST, 8 (1964), no. 5, pages 226–228

CONTENTS

621.39(09)

Grigore, M.: **20 years of achievements in the post and the telecommunications.**

TELECOMUNICAȚII, BUCHAREST, 8 (1964), nr. 5, p. 193–197

621.39.002 (09)

Lăzăroiu F. D. **The development of the electronic manufacture in the R.P.R.**

The paper begins with a historical survey of our electronic manufacture development. Then it shows the contribution of the research institutes, of the design offices, of the documentation and of the high schools to the industrial development after the nationalization. The activity of the Central Telecommunications Laboratory of the Transport and Communication Department is also mentioned.

Further it is deeply described how the „Electronica" — and „Electromagnetica" — works and the creation of the „Automatica" and IPRS-Băneasa factories have pushed ahead the electronic industry.

Finally the future perspectives of our electronic and telecommunications manufacture are exposed.

TELECOMUNICAȚII, BUCHAREST, 8 (1964), nr. 5, p. 198–209

621.395.975 (063)

Oprescu N., Roşu J. and *Mateescu, G.* **Present problems of the wire broadcasting. The meeting of the Ist study group of the OIRT.**

The report exposes the present problems of the wire broadcasting as those were reflected by the activity of the first study group of the technical commission of the OIRT. The newest wire broadcasting equipment and maintenance methods are reviewed.

TELECOMUNICAȚII, BUCHAREST, 8 (1964), nr. 5, p. 209–216

621.395.521.3

Postelnicu P. **Linear distortion correction on telephone cables as the wave impedance may not be considered a constant in the frequency band.**

The paper analyses the variation of the composite attenuation of an homogenous, constant-impendance ended, line section, due to the wave impedance variation of the transmission line along the frequency band. Correction methods are given in that case, by means of inserted dipoles whose ensure the matching in the direction of energy flow.

TELECOMUNICAȚII, BUCHAREST, 8 (1964), nr. 5, p. 216–221

621.396.674

Tanach V, Stanciulea L, and *Fridman A.* **Magnetic antennas for short waves.**

The study of a new ferrite type, with perminvar characteristics, has enabled the realisation of relatively very permitive, little loss materials for short waves. A ferrite rod made of these materials is highly efficient and may successful replace the common electric antennas in this frequency band.

TELECOMUNICAȚII, BUCHAREST, 8 (1964), nr. 5, p. 222–226

621.396.62

NEW ROUMANIAN RECEIVERS

Mihailescu S **The receiver S** 641 **„Miorița T4".**

The principle diagram and operating details for the new receiver of the Electronica-works are given. Construction peculiarities are described, and a list of electric materials and constitutive parts are also given.

TELECOMUNICAȚII, BUCHAREST, 8 (1964), nr. 5, p. 226–228

СОДЕРЖАНИЕ

621.39 (09)

Grigore, M.: **20 лет реализации в области почт и связи.**

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) № 5, стр. 193—194

621.39.002 (00)

Lăzăroiu F. D.: **Развитие электронной промышленности в Р.Н.Р.**

Статья начинается представлением положения электронной промышленности до национализации. В последующем дается обзор вклада, внесенного исследовательскими, проектными, исследовательскими и высшими учеьными институтами в развитии электронной промышленности после национализации, а также некоторые стороны деятельности Центральной лаборатори связи Министерства Транспорта и Связи в области электроники.

Далее подчеркивается роль заводов „Электроника" и „Электромагнетика" и создание предприятия „Автоматика" и „И.П.Р.С.-Бэняса".

Последняя глава указывает перспективы развития электронной промышленности в нашей стране.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) № 5, стр. 198—209

621.395.975 (063)

Oprescu N., Roşu J., Mateescu G.: **Современние проблемы радиофикации. Совещание I-ой изыскательской группы О.И.Р.Т.**

Статья содержит современные проблемы в области радиофикации и как они отразились в материалах I-ой изыскательской группы при технической Комисси Международной Организации Радио и Телевидения.

Статья интересна тем послольку она излагает последние достижения и вопросы радиофикации.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) № 5, стр. 209—216

621.395.521.3

Postelnicu. P.: **Коррекция искажений затихания цепей в телефонных кабелях, в диапазоне, в котором сопротивление не может считаться постоянным**

Анализируется зависимость рабочего затухания одного участа однородной линии, законченной постоянными сопротивлениями, от изменения волново госопротивления линии в используемом диапазоне частот.

Даются решения для коррекции искажений затухания в этом случае, путем приспособления линии в смысле передачи с помощью двухполюсников.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) № 5, стр. 216—221

621.396.674

Tanach, V., Stănciulea, L., Fridman, A.: **Магнитные антенны для коротких волн**

Изучение нового типа ферритов с характеристиками перминвар, разрешило производство некоторых материалов с относительно высокой проницаемостью и малыми потерями для использования в области частот соответствующих диапазону коротких волн. Антенный стержень изготовленый из этих материалов имеет высокую эффективность в области коротких волн и может успешно заменить электрические антенны обычно применяемке в этом спектре.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) № 5, стр. 222—226

НОВЫЕ РУМЫНСКИЕ РАДИОПРИЕМНИКИ

621.396.62

Mihăilescu, E.: **Радиоприемник S 641 T „Миорица Т4"**

Представляется принципиальная схема и принцип работы нового аппарата, выпускаемого заводом Электроника.

Даются конструктивные особенности и список электрических материалов и составных деталей.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) № 5, стр. 226—228

INHALTSVERZEICHNIS

621.39(09)

Grigore, M.: **20 Jahre Erfolge im Bereich der Post und des Fernmeldervesnes.**

TELECOMUNICAŢII, BUKAREST, 8 (1964) Nr. 5, S. 193—197

621.39.002 (09)

Lazaroiu F. D.: **Die Entwicklung der elektronischen Industrie in der R.V.R**

Der Beitrag beginnt mit einer Auseinandersetzung der Geschichte unserer elektronischen Industrie. Weiter werden die Beiträge der Forschungsinstituten, der Projektierungsämter, der Dokumentation und des Unterrichtswesens nach der Verstaatlichung dargestellt. Auch die Tätigkeit im Gebiet der Elektronik des Zentrallaboratoriums für Nachrichtenwesen des Ministeriums für Transport und Nachrichtenwesen wird gelegentlich erwähnt.

Die Rolle der „Electronica-" und der „Eletromagnetica" -Werke" und ferner die Rolle der Errichtung der Unternehmungen „Automatica" und „IPRS-Băneasa" werden dann dargelegt.

Endlich werden die Aussichten der künftigen Entwicklung der elektronischen Industrie in unserem Lande angedeutet.

TELECOMUNICAŢII, BUKAREST, 8 (1964), Nr. 5, S. 198—209

621.395.965 (063)

Oprescu N, Roşu J, u. *Mateescu G.* **Zeitgemässe Hauptsorgen in der Drahtfunkwesen. Die Tagung der ersten Studiengruppe der OIRT.**

Der Beitrag enthält die aktuellen Studienthemen der Abteil Drahtfunk in der Weise, wie diese Themen in der Tätigkeit der ersten Studiengruppe der OIRT, reflektiert wurden. Die neuesten Drahtfunkgeräte und Betriebsmethoden wurden behandelt.

TELECOMUNICAŢII, BUKAREST, 8 (1964), Nr. 5, S. 209—216

621.395.521.3

Postelnicu P: **Die Entzerrung der Dämpfungsverzerrungen der Fernsprechkabelkreise in einer Frequenzband, worin die Wellenwiderstand nicht als konstant betrachtet werden kann**

Die Veränderung der Betriebsdämpfung einer auf konstanten Impedanzen geendeten, homogenen Leitungsstrecke, wegen der Veränderung der Wellenwiderstand der Leitung in der Betriebsfrequenzband, wird analysiert.

Es werden Lösungen gezeigt, die in diesem Fall die Dämpfungsverzerrungen durch die Anpassung der Leitung in der Übertragungsrichtung mittels Zweipolen ausgleicht.

TELECOMUNICAŢII, BUKAREST, 8 (1964), Nr. 5, S. 216—221

621.396.674

Tanach V, Stanciulea L, u. *Fridman A.* **Magnetische Antennen für Kurzwellen.**

Die Untersuchung einer neuen Ferritentype mit Perminvar-Kennwerte hat die Herstellung relativ hochpermeablen und verlustarmen Stoffen im Kurzwellenbereich ermöglicht. Der daraus verfertigte Antennenstab hat einen hohen Wirkungsgrad auf Kurzwellen und kann erfolgreich die gewöhnlichen elektrischen Antennen in diesem Bereich ersetzen.

TELECOMUNICAŢII, BUKAREST, 8 (1964), Nr. 5, S. 222—226

NEUE RUMÄNISCHE RUNDFUNKEMPFÄNGER

621.396.62

Mihailescu E.: **Der Empfänger S 641.T „Miorița T4".**

Das Prinzipschaltbild und die Betriebseinzelheiten des neuen, von der „Eletronica"-Werke hergestellten, Gerätes werden dargelegt. Die Baueigenheiten werden angezeigt und eine Liste der Materialien und der Bauteile wird beigefügt.

TELECOMUNICAŢII, BUKAREST, 8 (1964), Nr. 5, S. 226—228

telecomunicații

Anul VIII nr. 5. august 1964

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

1944—1964

20 ani de realizări în poștă și telecomunicații

Ing. GRIGORE MARIN
Adjunct al Ministrului
Transporturilor și Telecomunicațiilor

Douăzeci de ani în viața unei națiuni nu reprezintă prea mult. Dar douăzeci de ani de revoluție sînt uneori mai mult decît o întreagă epocă istorică. În marile prefaceri revoluționare care au avut loc fără întrerupere în cei 20 de ani scurși de la cotitura din 1944, fiecare moment din viața poporului și statului nostru a adus o înnoire, un suflu nou. Unirea și coordonarea eforturilor, succesele obținute, sînt o caracteristică a revoluției socialiste, a transformărilor realizate sub îndrumarea partidului, pe baza teoriei marxist-leniniste.

Poate, apreciind după aparențe, am fi înclinați să judecăm sever sectorul de telecomunicații din țara noastră — pe care unii indici îl situează încă în urmă față de numeroase țări capitaliste. Structura și indicii telecomunicațiilor unei țări sînt însă foarte puternic influențați de tipul relațiilor economice din acea țară, mai puternic chiar decît de gradul de dezvoltare.

Or, înainte de 1944, telecomunicațiile din țara noastră ilustrau tipic o țară semicolonială, o situație cu totul diferită în comparație cu cea din zilele noastre.

O societate de telefoane cu capital străin își limitase realizările la centrale telefonice în cîteva orașe mai mari și la cîteva legături interurbane, capabile să satisfacă abia interesele unor capitaliști dintr-o țară slab dezvoltată ca viață economică. Publicul nu beneficia de serviciile telefonice atît din cauza restrîngerii lor, cît și din cauza costului lor ridicat. În 1944, numărul de abonați era de 3 la mia de locuitori, iar numărul convorbirilor interurbane — în cea mai mare parte oficiale și de afaceri — reveneau la 500 de convorbiri anuale la mia de locuitori. Aparatul de stat își crease o rețea telefonică independentă, nelegată de rețeaua societății străine și destinată exclusiv nevoilor organelor administrative și polițienești. Populația rurală era complet lipsită de posibilitatea de a folosi telefonul.

Pînă și serviciul poștal, rămas — ca nivel tehnic — la stadiul primitiv, precapitalist, lipsea din majoritatea localităților patriei. O unitate poștală revenea la 11 mii de locuitori, iar multe sate nu erau deservite de factorii poștali decît o dată pe săptămînă. Nici telegramele nu reușeau, în mediul rural, să ajungă din timp la destinație, distribuirea lor în sate fiind încredințată acelorași factori, numeric insuficienți.

Ca și societatea de telefoane, societatea de radiodifuziune se limita să fie o întreprindere capitalistă, preocupată de propriul profit. Atît prin conținut, cît și prin mijloace tehnice, radiodifuziunea era destinată celor puțini. Se asigurau două programe radiofonice, după amiază în capitală și unul singur dintre ele în provincie. Numai un om la suta de locuitori era abonat la radio ; la țară aproape nu existau radioreceptoare.

Acestui tablou sumbru i se adăugau, în momentul începerii revoluției, distrugerile provocate de război : numai în București, bombardamentele din zilele de 23 și 24 august 1944 au pus la pămînt 15 000 de posturi telefonice, au distrus o sută de kilometri de trasee aeriene sau în cablu ; numeroase centrale telefonice din țară, printre care cea din Cluj, au fost distruse de război.

Această situație dezastruoasă din domeniul telecomunicațiilor a început a fi redresată îndată după 23 August 1944.

În primii cinci ani după 1944, etapă a refacerii economiei naționale, sarcina fundamentală a fost repunerea în funcție a tuturor mijloacelor tehnice care se mai puteau găsi și reutiliza în țară. Într-un timp rapid, cu o muncă susținută, s-au refăcut toate legăturile urbane și interurbane, s-au redat în exploatare centralele telefonice distruse. Cele două societăți particulare, Societatea de telefoane și cea de radiodifuziune, au fost naționalizate și acest act a însemnat o schimbare fundamentală a orientării lor, și anume democratizarea lor ca instituții. Puse la dispoziția întregului popor, telefoanele și radiodifuziunea urmau să-și extindă activitatea în întreaga țară, și această sarcină apărea extrem de grea pentru mijloacele disponibile pe atunci.

Și totuși, democratizarea mijloacelor de telecomunicații s-a înfăptuit.

A contribuit în primul rînd politica pricepută a partidului, care — după naționalizare — a trecut la unificarea mijloacelor tehnice similare într-o administrație unică. Mai întîi, cele două rețele telefonice, a statului și a societății de telefoane, au fost unificate ; noua administrație a poștelor și telefoanelor a deschis publicului rețeaua telefonică rurală și a remediat deficiențele tehnice și nepotrivirile economice provenite din paralelismul care existase pînă atunci. Societatea de radiodifuziune, devenită Comitetul pentru radioficare și radiodifuziune, a primit sarcini noi : să realizeze pătrunderea radioului la sate mai înaintea electrificării și pe calea cea mai puțin oneroasă pentru cetățean ; începînd din 1949, o amplă campanie, încununată de succese imediate, marchează dezvoltarea radioficării. La aceasta a contribuit și entuziasmul creator al tinerelor cadre, care s-au antrenat cu avînt în munca pentru reorientarea și înnoirea telecomunicațiilor. O grijă deosebită a conducerii de partid și de stat, încă din această epocă, a fost formarea de cadre pentru dezvoltarea extrem de intensă din etapa care avea să urmeze ; s-au angajat și format tineri ingineri, au luat ființă școli tehnice de specialitate, s-au trimis tineri pentru perfecționare în străinătate. O generație nouă de lucrători avea să primească, de la intrarea ei în lumea tehnicii, sarcinile primului nostru plan cincinal.

În etapa de începere a dezvoltării planice a economiei românești, obiectivul fundamental al activității sectorului nostru era conturat fără echivoc : *aducerea mijloacelor tehnice de poștă, telegraf, telefon, radio, la nivelul corespunzător satisfacerii cerințelor economiei socialiste în curs de constituire.*

Planurile de dezvoltare, deduse din acest obiectiv și a căror îndeplinire a concentrat eforturile noastre în perioadele 1950—1955 și 1956—1960, au urmărit dezvoltarea mijloacelor de telecomunicații în armonie cu industrializarea socialistă. S-a urmărit asigurarea legăturilor telefonice necesare vieții noilor unități economice ; descentralizarea industrială și repartizarea rațională a noilor industrii a impus crearea de noi centrale telefonice urbane, transformarea treptată, pe măsură ce traficul o cerea, a oficiilor manuale BL în centrale BC și apoi în centrale automate ; de asemenea, a impus mărirea capacității arterelor interurbane existente și crearea de artere noi. Socializarea agriculturii, schimbînd condițiile și sensul vieții la sate, a reclamat o preocupare deosebită pentru mediul rural ; toate comunele au fost racordate la rețeaua telefonică, s-a introdus semiautomatizarea rurală, s-au telefonizat agențiile poștale din sate, iar rezultatul a fost folosirea efectivă a telefonului de către populația rurală.

Îndeplinirea planurilor de dezvoltare a reclamat concentrarea tuturor eforturilor noastre și a fost posibilă numai o dată cu crearea și organizarea industriei autohtone de telecomunicații : aparatele telefonice de abonat, schimbătoarele, echipamentul de centrală telefonică automată, centralele de bloc, stațiile de radioficare etc. O parte dintre aceste echipamente au fost fabricate de Uzinele Electromagnetica, altă parte de Întreprinderea Aparataj Telecomunicații, pe atunci aparținînd M.T.Tc. Echipamentul de mare serie a fost asimilat în țară. S-au procurat emițătoare din U.R.S.S., R. P. Ungară, R. S. Cehoslovacă, Elveția ; sisteme de curenți purtători din R. D. Germană, U.R.S.S., Elveția. Țara noastră a fost prima din tot răsăritul Europei în care s-au introdus — în 1950 — radioreleele, mijloc modern și superior de transmitere a programelor de radiodifuziune și a convorbirilor telefonice.

Încă de la începuturile perioadei primelor planuri cincinale s-a desfășurat acțiunea de cablare interurbană, țelul fiind înlocuirea tuturor legăturilor telefonice interregionale și interraionale aeriene prin legături în cablu, mult mai sigure și mai constante ca indici. Lungimea traseelor de cabluri interurbane a crescut de aproape 3 ori față de 1944.

Telegrafia s-a modernizat și dezvoltat prin extinderea teleimprimatoarelor în locul aparatelor Morse manuale. Pentru dezvoltarea radiocomunicațiilor cu străinătatea s-a creat un nou centru de emisiune radiotelegrafică, dotat cu emițătoare de 20 și 30 kW, cu antene directive, iar modul de lucru a fost modernizat, legătura în Morse înlocuindu-se prin teleimprimator și manipulația de amplitudine prin manipulație de frecvență.

Un suflu de înnoire s-a resimțit și în poștă, cărucioarele factorilor fiind înlocuite pentru 1 600 localități rurale de mașinile autoutilitare, iar în orașe folosirea mașinilor fiind practic generalizată.

În această etapă sarcinile sectorului nostru au crescut și în complexitate. Poștei i s-a atribuit și sarcina distribuirii presei la abonați și oficii pînă în cele mai îndepărtate colțuri ale țării, ceea ce implică deservirea zilnică de către factori și durata totală de transport de cel mult 48 ore. Radiodifuziunea sonoră a fost întregită de cea televizată și merită să amintim că primele emisiuni de televiziune au fost realizate cu un echipament construit în țară. Pe lîngă serviciile telegrafice interne și internaționale, s-a oferit publicului și posibilitatea transmisiunilor de telefotografii.

Ca un bilanț al acestei rodnice perioade putem spune că poșta și telecomunicațiile au adus un aport însemnat în desfășurarea revoluției complexe din țara noastră, atît în ce privește latura ei economică, cît și cea culturală.

Poșta și-a îndeplinit misiunea generalității — nu există localitate fără serviciu poștal — și a promptitudinii — trimiterile de poștă și presă ajung la destinație în cel mult 48 ore. Prestațiile telegrafice au crescut cu 65% și s-a redus la jumătate durata medie a transmiterii unei telegrame pînă la destinatar.

Telefonia rurală, cu cele 12 000 linii în centrale semiautomate, cu cele 30 000 posturi de oficii comunale și de agenții, atinge un grad de generalitate aproape tot așa de ridicat ca și poșta. Telefonia urbană — prin dublarea capacității centralelor — și cea interurbană — prin triplarea numărului de legături — ilustrează dezvoltarea sectorului. Lungimea cablurilor a crescut de 3 ori ; numărul de abonați de 3,5 ori, numărul de convorbiri interurbane anuale de 6 ori.

În frontul cultural-ideologic sectorul nostru se afirmă prin două contribuții de o importanță covîrșitoare. Anual, organele PTT distribuie peste un miliard de exemplare de ziare și reviste, asigurînd primirea lor de către abonați cel mai tîrziu a doua zi după apariție, chiar și în comunele îndepărtate. Radiodifuziunea internă s-a întărit prin crearea unei rețele de 13 emițătoare pe unde hectometrice, puterea instalată crescînd în această etapă de aproape 4 ori. Numărul abonaților radio — inclusiv al celor conectați la rețeaua de radioficare — a crescut față de 1944 de peste 10 ori. Vocea noastră se face auzită pe tot globul prin emisiunile radiofonice pe unde decametrice, pentru care s-a creat un centru puternic de emisiune, cu emițătoare de 30 și 120 kW și cu antene de mare directivitate.

Astăzi, cînd sîntem în faza de desăvîrșire a construcției socialismului, realizările de pînă acum trebuie adîncite. O dată înfăptuită o bază tehnică prin care să fie asigurat volumul strict necesar de telecomunicații, în dezvoltarea actuală accentul este pus pe calitate. În stabilirea soluțiilor tehnice, în alegerea echipamentului, urgența nu mai poate fi invocată drept criteriu ; problemele tehnice și de dezvoltare trebuie azi privite prin prisma satisfacerii optime nu numai a exigențelor de azi, ci și a celor viitoare. Singura cale de reușită este abordarea curajoasă a tehnicii celei mai noi.

Principalele forme de aplicare a noului în tehnică sînt fructificarea noilor descoperiri științifice și tehnologice, găsirea de noi formule de organizare a producției care să realizeze cît mai mult cu aceleași mijloace fizice și eforturi omenești, automatizarea unora din operațiile care survin în procesul de producție, accelerarea producției, asigurarea unei calități sporite. Echipamentele noi nu înnoiesc de la sine tehnica : mai este nevoie și de concepții noi în privința exploatării.

Ultimii 20 de ani au fost marcați de o mulțime de descoperiri în fizică, de importanță covîrșitoare pentru tehnică. Fizica solidului a devenit baza științifică principală pentru tehnica materialelor și pieselor folosite în telecomunicații : pe măsură ce au fost descoperite, au fost asimilate în practică tranzistoarele clasice și cele de înaltă frecvență, diodele tunel, cristalele cu proprietăți feroelectrice speciale, tranzițiile cuantice stimulate. În echipamentul telefonic și radio, tranzistorizarea, prin multiplele-i avantaje economice și de siguranță în funcționare, s-a generalizat de timpuriu și a constituit o preocupare și pentru cercetătorii și tehnicienii din țara noastră ; succesele în construirea echipamentului telefonic tranzistorizat au arătat că asimilarea noii tehnici a fost rapidă și eficace. Materialele izolante sintetice noi au fost aplicate în tehnica frecvențelor înalte și în tehnologia cablurilor interurbane ; acestea, de exemplu, prin folosirea izolației de stiroflex, devin mai stabile față de agenții fizici, mai durabile și mai ușor de prelucrat. Calitățile semiconductoarelor noi au revoluționat electroalimentarea, în care, pentru unitățile de telecomunicații, mașinile rotative sînt înlocuite prin redresoare uscate. Feritele au căpătat utilizări multiple, atît în audiofrecvență — ca materiale magnetice pentru receptoare telefonice, difuzoare etc. — cît și în tehnica curenților purtători, iar în ultimul timp au devenit un element de bază al tehnicii radioreleelor.

Utilizarea multiplă a mijloacelor fizice și-a găsit demult înțelesul în telecomunicații sub forma sistemelor telefonice și telegrafice cu mai multe căi. Dacă înainte de război încă nu se simțise nicăieri necesitatea unor sisteme cu mai mult de 24 căi telefonice, astăzi, — pe circuitele interurbane în cablu simetric, cablu coaxial și radioreleu — se instalează sisteme de 60, 120, 600, 1 800 și 2 400 căi. Nu numai că în țara noastră cablurile și radioreleele au început să fie echipate pînă la 600 căi, dar necesitățile destul de mari au justificat elaborarea și punerea în

fabricaţie în ţară a sistemelor telefonice, într-o soluţie complet tranzistorizată. După ce echipamentul de sistem pentru 24 căi a fost produs, se lucrează acum la echipamentul de linie şi la repetoarele pentru 60 de căi, iar în curînd se va ataca problema sistemelor cu căi telegrafice.

Şi în alte domenii ale telecomunicaţiilor se face simţită preocuparea pentru utilizarea multiplă ale mijloacelor fizice. Astfel, echipamentul nostru de emisiune şi recepţie radiotelegrafică a fost făcut apt să lucreze în modul duoplex, adică cu doi corespondenţi diferiţi simultan.

Automatizarea operaţiilor din procesul de producţie urmăreşte simultan trei scopuri. Primul şi imediat, acela de a mări productivitatea muncii umane, realizînd aceleaşi produse sau prestaţii, în final, cu mult mai puţine braţe de muncă. Al doilea, mai important pentru noi, legat de faptul că maşinile pot acţiona mai repede şi fără oboseală, este economia de timp pentru beneficiarul prestaţiilor şi evitarea unor erori ale operatorului. Al treilea scop, pe care numai socialismul l-a atribuit automatizărilor, este înnobilarea muncii, eliberarea omului de munca monotonă, fie ea fizică, grea, fie intelectuală, deoarece această muncă întotdeauna toceşte nervii, extenuează — cum este şi cazul operatoarelor telefonice, al cartatorilor. Din executant, omul devine supraveghetor şi diriguitor.

În tehnica mondială, telefonia a fost primul domeniu în care s-a realizat automatizarea integrală. La început însă au fost automatizate numai serviciile urbane, pe cînd în etapa actuală ne apropiem de automatizarea integrală a comutaţiei telefonice. În ţara noastră se continuă în ritm rapid automatizarea urbană. O dezvoltare susţinută este azi posibilă deoarece, din 1960, echipamentul de centrală automată 7 D se produce în ţară. În telefonia raională s-a realizat etapa semiautomatizării. În prezent se studiază şi se pregăteşte automatizarea telefoniei interurbane, acţiune hotărîtoare pentru ridicarea nivelului calitativ al telecomunicaţiilor.

Automatizarea comutaţiei interurbane va atrage mari economii de timp pentru beneficiari şi va creşte considerabil eficacitatea telefonului ; ea va face să dispară convorbirile cerute şi nerealizate, legăturile realizate cu întîrziere. Astăzi, trecerea la serviciul automat se impune în telefonia interurbană din ţara noastră, volumul de cereri depăşind azi posibilităţile limitate ale deservirii prin operatoare, încît întîrzierea acestei acţiuni ar constitui o frînă în dezvoltarea telefoniei şi, indirect, a economiei naţionale.

De asemenea, începută în 1963, se desfăşoară în prezent acţiunea de automatizare a serviciului telex urban şi interurban. Anul trecut au fost interconectate în serviciu automat 5 centrale telex ; pînă în 1970 circa 60 oraşe vor intra în reţeaua automată.

Automatizarea a pătruns şi în sectorul radio. Munca radiotehnicianului, muncă de înaltă tehnicitate, este şi acum aceea de supraveghere şi de intervenţie numai în caz de defecţiune. Printr-o bună antrenare a personalului s-a reuşit să se reducă la minimum posibil timpul de remediere a defecţiunilor. Pentru a îmbunătăţi mai departe emisiunile noastre, s-a iniţiat rezervarea automată a echipamentelor, asigurînd funcţionarea neîntreruptă, chiar şi în cazul unei defecţiuni. Această măsură atrage o coborîre bruscă a indicelui de întreruperi. Prin urmare rostul automatizării este aici îmbunătăţirea calitativă. Totodată se poate elimina serviciul în tură la staţiile de emisiune, reţeaua rămînînd fără alt personal permanent decît cel de la un centru de supraveghere şi telecomandă.

Pentru prestaţiile de poştă, difuzarea presei, telefonie, telegrafie, calitatea însemnează în primul rînd promptitudine. În poştă şi telegrafie pentru a mări promptitudinea se poate acţiona în continuare cel mai mult în faza distribuţiei, prin dotarea factorilor cu vehicule motorizate — motociclete, automobile. În telefonia automată s-a atins un înalt grad de promptitudine, dar exigenţele cresc ; dimensionarea concentratoarelor —centrale de bloc, centrale de cartier — va trebui să se facă din ce în ce mai larg ; în telefonia automată interurbană pierderile vor scădea numai pe măsura cablării şi echipării cu sisteme multicăi. În telefonie, calitatea şi economicitatea sînt adesea direct opuse şi prevalenţa calităţii este o chestiune de timp.

Pentru prestaţiile telefonice, telegrafice şi radio, calitatea este însă ilustrată de încă un factor : fidelitatea transmisiunii. Înlocuind transmisiunea Morse prin teleimprimator erorile s-au redus considerabil şi prin unele inovaţii care au dus la îmbunătăţirea translaţiilor s-a făcut încă un pas în această privinţă. Permanenta ameliorare a serviciului telegrafic va fi şi în continuare o sarcină, reclamînd muncă susţinută şi minuţioasă. Radiotelegrafia cu ţările îndepărtate este cea mai afectată de erori, atît din cauza perturbaţiilor naturale, cît şi a interferenţelor cu alte staţii. Şi în această privinţă acumularea de experienţă şi folosirea datelor ionosferice pentru alegerea ştiinţifică a frecvenţelor de lucru duc la progrese calitative. Treapta următoare va fi introducerea codurilor şi echipamentelor automate corectoare de erori.

Fidelitatea transmisiunilor telefonice este legată de generalizarea căii telefonice de bandă normală, prin urmare de renunţarea treptată la sistemele cu bandă îngustă şi de părăsirea circuitelor de fier pe distanţe lungi, de asigurarea echivalentului şi constanţei acestuia — ceea ce s-a făcut în mare măsură prin repetoarele vocale realizate în R.P.R. şi se continuă încă, şi de respectarea normelor în ce priveşte zgomotele admisibile, ceea ce se realizează în modul cel mai desăvîrşit prin cablarea arterelor interurbane. Un progres calitativ de seamă a fost

constituit şi de noul aparat telefonic de abonat, cu redare mai fidelă.

În radiodifuziune calitatea este ilustrată de indicele de întreruperi şi de fidelitate. Prin rezervarea automată activă s-a atins cel mai înalt nivel de siguranţă în funcţionare şi toate emiţătoarele noastre viitoare îl vor respecta. Radiodifuziunea sonoră atinge un grad de fidelitate foarte ridicat prin utilizarea resurselor modulaţiei de frecvenţă ; în prezent radiodifuziunea noastră se dezvoltă exclusiv prin constituirea reţelelor de emiţătoare cu modulaţie de frecvenţă pe unde metrice. În anii ce vin se va introduce, ca o nouă treaptă calitativă, radiodifuziunea stereofonică. Pentru televiziune, treapta calitativă superioară este televiziunea în culori, care a început să fie studiată şi va fi, de asemenea, realizată în ţara noastră într-un viitor nu prea îndepărtat.

Vom putea spune că etapa în care ne aflăm se va fi încheiat numai atunci cînd prestaţiile oferite de noi publicului vor mulţumi toate exigenţele raţionale. Între timp exigenţe noi se vor reliefa, noi prestaţii vor fi introduse — de exemplu ne aşteptăm ca în curînd reţeaua noastră interurbană să fie solicitată pentru transmiteri de date în vederea prelucrării centralizate prin maşini de calcul, noi tipuri de echipamente vor fi procurate sau asimilate.

Bineînţeles, elementul esenţial al oricărei acţiuni. al oricărei propăşiri, este omul. Tehnica nouă, condiţie a construcţiei socialismului, are nevoie de specialişti, de oameni în continuă perfecţionare profesională. În etapa istorică pe care am depăşit-o ne-am pătruns de convingerea că entuziasmul demarează orice maşină ; e drept, dar numai priceperea conduce maşina mai departe.

Sarcinile anilor ce vin sînt foarte grele. Tehnica centralelor automate viitoare este nouă, tranzistoarele de înaltă frecvenţă sînt noi, vor fi noi echipamentele de televiziune pe unde decimetrice, echipamentele pentru tranmisiuni de date, cablurile de înaltă frecvenţă şi coaxiale, feritele de radiofrecvenţă şi matricile de combinaţie pentru stereofonie şi televiziune în culori. Cine nu învaţă nu poate suplini prin bune intenţii nepriceperea.

Sînt cunoştinţe care se vor folosi cîţiva ani mai tîrziu. Asimilarea lor este însă un proces îndelungat şi pentru a-l realiza cu succes trebuie să-l începem din timp. Adevăratul om al anului 1970 va fi cel care învaţă de pe acum, care va învăţa necontenit şi pînă atunci. Revista Telecomunicaţii are datoria să fie pentru specialiştii noştri un mijloc de propagare a tehnicii viitorului.

Ing. FELICIAN LĂZĂROIU

Dezvoltarea industriei electronice în R.P.R.

I. SITUAȚIA INDUSTRIEI ELECTRONICE ÎNAINTE DE NAȚIONALIZARE

În trecut, în condițiile de cruntă exploatare, instaurate de regimul burghezo-moșieresc în țara noastră, telecomunicațiile au fost dezvoltate numai în măsura în care serveau interesele comerțului, ale statului burghez și ale concesionarilor străini.

Acele ramuri considerate mai puțin rentabile erau total neglijate. Statul burghezo-moșieresc nu a făcut nici un efort pentru crearea unei baze industriale în vederea fabricării în țara noastră a echipamentelor de telecomunicații, mulțumindu-se să meargă exclusiv pe linia servilă a importării tuturor instalațiilor, pînă la cele mai neînsemnate piese. Astfel în anul 1926 concernul olandez Philips a început în Romînia vînzarea receptoarelor radio și accesoriilor în întregime importate, ajungînd ca în anul 1939 să pună în funcțiune un atelier de montaj radio, unde nu exista personal de concepție, deoarece întreaga documentare de proiectare și tehnologică se aducea din afară, împreună cu materialul importat.

De asemenea, fabrica de telefoane și radio Standard rezultată din comasarea, în anul 1937, a întreprinderilor Standard Electrica Romînă și Fabrica de telefoane din Timișoara se ocupa cu asamblarea aparatelor telefonice, ale căror piese se aduceau din Belgia.

Deci, se poate afirma că la efectuarea naționalizării (iunie 1948) industria electronică din țara noastră era practic inexistentă.

Împotriva acestei grele moșteniri, statul nostru democrat popular a trebuit să ducă o muncă continuă pentru modernizarea mijloacelor de telecomunicații, pentru dezvoltarea unei baze industriale în domeniul electronicii care să asigure satisfacerea necesităților și creșterea permanentă a nivelului cultural al oamenilor muncii.

După preluarea de către statul democrat popular a vechilor întreprinderi, situația s-a schimbat fundamental. La început s-au comasat întreprinderi mici, apoi pe baza unui plan larg de dezvoltare s-au efectuat investiții, care au dus fabrica Radio Popular la rangul Uzinelor Electronica și fabrica Vestitorul la rangul Uzinelor Electromagnetica.

Deși dintre cele mai tinere, industria indigenă electronică este astăzi în plină dezvoltare.

II. APORTUL ADUS DE INSTITUTELE DE CERCETARE, DE PROIECTARE, DE DOCUMENTARE ȘI DE ÎNVĂȚĂMÎNT ÎN DEZVOLTAREA INDUSTRIEI ELECTRONICE DUPĂ NAȚIONALIZARE. ACTIVITATEA LABORATORULUI CENTRAL DE TELECOMUNICAȚII DIN M.T.TC. ÎN DOMENIUL ELECTRONIC

Cercetarea tehnico-științifică privind electronica și telecomunicațiile a cunoscut în țara noastră o dezvoltare deosebit de mare în anii puterii populare.

Fabricile și uzinele au fost sprijinite prin înființarea Institutului de cercetări electrotehnice (I.C.E.T.) a Institutului de fizică atomică (I.F.A.) și a Laboratorului central de telecomunicații (L.C.T.).

Încă de la început s-a trasat sarcină industriei electronice de a se trece treptat și în ritm susținut la o integrare totală a produselor. Un aport deosebit în această privință l-a adus I.C.E.T. în cadrul căruia s-au realizat materiale, piese și aparate noi și s-au pregătit specialiști pentru domenii de activitate cu totul noi. Inginerii de la I.C.E.T. au adus o contribuție substanțială la studiul materialelor semiconductoare, a elementelor redresoare, a magneților ceramici (baferit) și a miezurilor pentru bobinele de radiofrecvență, de frecvență intermediară etc. (maferit și neferit). Aci s-au studiat și construit nenumărate aparate de măsură și control (pentru difuzoare, condensatoare, semiconductoare etc.) și tot aci s-a proiectat și realizat primul model de radioreceptor cu tranzistoare (1948).

Laboratoarele de electronică ale Institutului de fizică și ale Institutului de fizică atomică (I.F.A.) al Academiei R.P.R. au contribuit la studiul tranzistoarelor, tiristoarelor, termistoarelor, generatoarelor Hall etc. și tot aci s-au proiectat și realizat numeroase aparate electronice de măsură și control precum și elemente de automatizare.

Laboratoarele de electronică ale Institutului politehnic București, și Institutului politehnic Timișoara au contribuit la elucidarea a numeroase probleme teoretice (problema impedanțelor negative și neliniare, modulația de frecvență, condițiile de lucru ale amplificatorului clasa C, probleme în legătură cu antenele și propagarea etc.). De asemenea, în cadrul Institutului politehnic București s-au studiat și realizat două tipuri de ferite moi (MZ 500 și NZ 300), tipuri de materiale magnetice moi pentru frecvențe foarte înalte, prototipul unui radioreleu pe unde decimetrice, două tipuri de stabilizatoare automate de tensiune (unul trifazat de 15 kVA și altul monofazat de 2 kVA), precum și primul emițător experimental pe unde metrice cu modulație de frecvență.

Un rol de seamă în dezvoltarea industriei electronice a revenit IDT și Editurii tehnice, care, într-un timp destul de scurt, au tipărit

un vast material documentar, atît de necesar pregătirii specialiștilor.

Este demnă de semnalat și activitatea rodnică dusă de diferite institute din țară pentru realizarea mașinilor electronice de calcul. Activitatea în acest domeniu în R.P.R. a fost începută încă din anul 1953 în cadrul Institutului de fizică, azi Institutul de fizică atomică al Academiei R.P.R. Pe baza rezultatelor obținute s-a început, în anul 1955, proiectarea și construcția calculatorului CIFA-1, prima mașină electronică de tip numeric, care a fost urmată de CIFA-2 în anul 1959, CIFA-3 în anul 1961 (fig. 1), CIFA-4 și CIFA-101 în anul 1962.

În anul 1961 s-a realizat la Institutul politehnic Timișoara mașina electronică de tip numeric MECIPT-1.

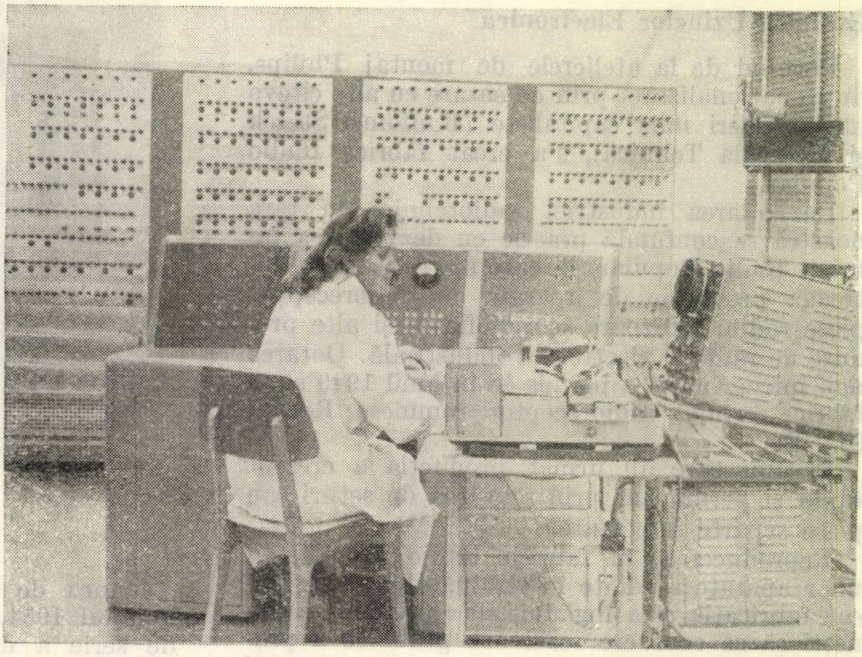


Fig. 1. *Calculatorul numeric CIFA—3*

Au existat, de asemenea, preocupări și în domeniul mașinilor analogice. Astfel, în anul 1958, s-a realizat și s-a pus în funcțiune, de către un colectiv al Academiei generale militare, calculatorul analogic universal CAU-1 iar în cadrul Institutului de energetică al Academiei R.P.R. s-au realizat mașinile analogice MECAN-1 și MECAN-2. Construirea calculatorului MECAN-2 a fost încredințată Uzinelor Electronica (pentru partea electronică a calculatorului) și Întreprinderii de material didactic (pentru părțile mecanice ale acestuia). Un rol deosebit în realizarea acestui calculator revine deci Uzinelor Electronica, în cadrul cărora s-a realizat partea electronică a calculatorului, folosind posibilitățile oferite de utilajul modern al uzinelor (cablaje imprimate, condensatoare de volum mic și înaltă calitate etc.).

O activitate complexă și interesantă au avut și laboratoarele M.T.Tc. și anume Laboratorul central de telecomuncații (L.C.T.), care a luat ființă în anul 1953. Aci munca de laborator s-a împletit și cu o activitate de producție pentru dezvoltarea sectorului. În cadrul acestui laborator s-au realizat și materiale și piese radio (circuite magnetice din ferite moi, condensatoare cu mică,rezistențe peliculare, termistoare).

În cadrul acestui laborator — mai tîrziu parte integrantă din Institutul de cercetări transporturi și telecomunicații — s-au realizat prototipuri de echipamente de telefonie la mare distanță complet tranzistorizate de concepție originală : repetoare vocale, sisteme telefonice cu o cale, cu trei căi și cu 24 de căi.

Aci s-a realizat, în anul 1955, prima stație experimentală de televiziune pe canal I, cu instalații de cinema și cu antena de emisie respectivă, care a avut un rol deosebit de pozitiv, pentru că ea a avut menirea să deschidă și să pregătească drumul televiziunii în țara noastră. Tot în Laboratorul central de telecomunicații s-au realizat camere de luat vederi, s-au studiat și construit sisteme cu impulsuri modulate prin poziție pentru telefonie, centrale telefonice automate de bloc, stații de translație pentru televiziune.

În atelierele M.T.Tc. s-au asimilat și realizat în serie toate echipamentele necesare radioficării : stații de amplificare de 200 W, 500 W, 5 kW, echipament de protecție, transformatoare de fideri etc.

Direcția P.T.T.R. a Capitalei a realizat un prototip de automatizare a stațiilor de radioficare.

III. ROLUL UZINELOR „ELECTRONICA" ȘI „ELECTROMAGNETICA" ÎN DEZVOLTAREA INDUSTRIEI ELECTRONICE

Pe linia fabricației de mare serie, rolul cel mai important îl dețin Uzinele Electronica — pentru fabricarea pieselor și receptoarelor de radio și televiziune — și Uzinele Electromagnetica pentru utilaje de telecomunicații. Existența acestor linii principale nu împiedică însă ca activitatea în aceste uzine să fie multilaterală. Astfel, de exemplu, Uzinele Electromagnetica realizează și o serie de bunuri de larg consum, iar Uzinele Electronica construiesc aparataj de electronică industrială, de autoutilare și elemente de automatizare de serie mică.

Evoluția Uzinelor Electronica

Pornind de la atelierele de montaj Philips, după naționalizare, prin comasare cu alte cîteva întreprinderi mici capitaliste (Radiomet-Sterck și Medicala Tehnică), s-a creat fabrica Radio Popular.

Dezvoltarea industriei radiotehnice în țara noastră se confundă practic cu dezvoltarea fabricii Radio Popular, la care s-a concentrat întreaga producție de aparate de radiorecepție, piese radio, difuzoare și radioficare și alte produse de radio și electronică industrială. Dotarea noii întreprinderi a permis ca în anul 1949 să se fabrice primul radioreceptor romînesc Record (fig. 2).

În anii care au urmat producția a crescut rapid și permanent prin folosirea de seturi sau piese separte importate.

Reproducerea, în fabrica Radio Popular, a unor aparate studiate în străinătate a simplificat fabricația și a îngăduit întreprinderii românești să se consacre rezolvării grabnice a problemei organizatorice acute, inerente trecerii de la atelier la industrie. Paralel cu îndeplinirea sarcinilor de producție, secțiile fabricii au fost dezvoltate și utilate corespunzător. Pentru a putea face față nevoilor crescînde ale producției, s-a accentuat tendința de mecanizare a operațiilor de fabricație și s-a trecut la lucrul pe bandă rulantă. Condițiile de lucru relativ ușurate și prezența în întreprindere a unor aparate experimentate au ușurat formarea de cadre tehnice cu o bună pregătire. Pe măsură ce cadrele tehnice și-au ridicat calificarea și și-au îmbogățit experiența, a devenit posibilă o completare a sortimentului de produse ale întreprinderii Radio Popular. Etapa de simplă asamblare a unor piese din import a fost considerată încheiată și s-a păsit cu hotărîre către o producție indigenă de materiale radioelectronice. S-a început cu fabricarea pieselor componente.

Rînd pe rînd și-au făcut apariția, în aparatele montate, piese fabricate în întreprinderea Radio Popular.

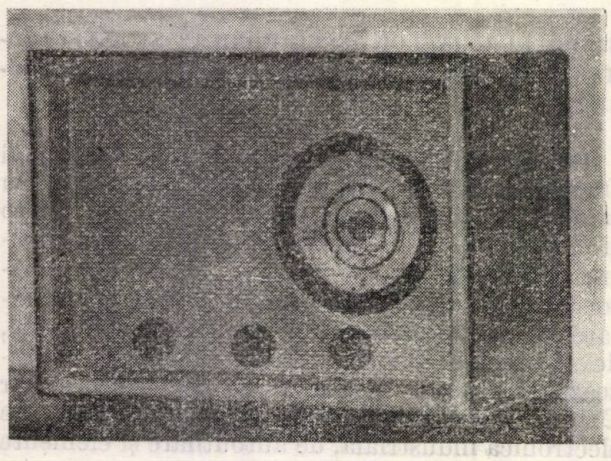


Fig. 2 *Radioreceptorul S49 U „Record"*

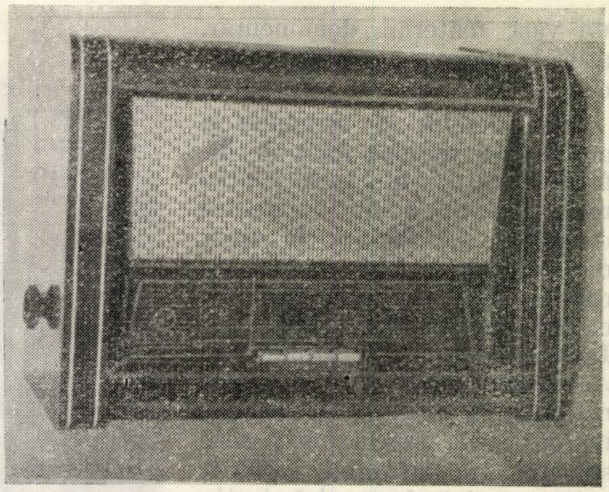


Fig. 3 *Radioreceptorul S 572 A „Opereta"*

Munca de asimilare și-a dat primele roade în anul 1954, o dată cu punerea în fabricație de serie a difuzoarelor de concepție proprie. Începînd din anul 1954, radioreceptoarele românești au fost echipate cu difuzoare de 2,5 VA de fabricație proprie cu magnet metalic (ALNI). A urmat fabricarea magneților ceramici (1956), care au înlocuit magneții metalici, a transformatoarelor de rețea și de ieșire, a potențiometrelor chimice, a bobinelor pentru circuitele de înaltă și medie frecvență, a comutatoarelor tip claviatură, a condensatoarelor cu hîrtie, a condensatoarelor variabile, a soclurilor pentru tuburile electronice, a șasiurilor etc. Unele dintre piese au fost înlocuite cu altele de o construcție ameliorată cu indici de calitate superiori. Toate acestea reprezintă manifestări normale ale unei industrii în plină propășire, care se dezvoltă cu un obiectiv bine precizat — acela de a acoperi nevoile interne — emancipîndu-se de import într-o cît mai mare măsură.

În cursul acestor etape parcurse de industria românească de radio, tehnicienii întreprinderii Radio Popular au ajuns cu experiența și cu cunoștințele la o maturitate care le-a permis să atace în plin problema realizării independente, în țară, a aparatelor de radio. Prin această „realizare independentă" se înțelege proiectarea în țară a aparatelor și realizarea acestora cu piese de fabricație indigenă.

Capul de serie al industriei autohtone de radio îl constituie radioreceptorul Opereta (fig. 3), realizat în anul 1958. Concepția și proiectarea acestui aparat aparține în întregime inginerilor și tehnicienilor din întreprinderea Radio Popular. La realizarea lui au fost folosite toate piesele care s-au putut fabrica în țară, enumerate mai sus. Claviatura a luat locul comutatorului de game, așa cum se obișnuiește în construcțiile moderne de radioreceptoare.

Aparatul Opereta reprezintă o victorie a industriei romînești de radio și încununează meritoriu munca depusă pînă în 1958 de inginerii, tehnicienii și muncitorii întreprinderii Radio Popular.

Doi ani mai tîrziu, un procent de 94% din producție a fost realizat cu aparate de concepție proprie, într-un bogat sortiment, importîndu-se un număr din ce în ce mai redus de piese radio.

Transformările uriașe prin care a trecut fabrica Radio Popular a condus la noua denumire, aceea de Uzinele Electronica.

În drumul parcurs de Uzinele Electronica au existat mai multe etape, fiecare dintre ele reflectînd creșterea necontenită a tehnicității și pregătirii cadrelor de constructori de radio.

Plecînd de la aparate populare de clasa a IV-a cu două game de unde, realizate din seturi integral importate, fără posibilitatea reglajului de ton, echipate cu difuzoare de 0,25 VA, montate în cutii de lemn nefurniruite, fără ornamentații și indicatoare de acord, s-a ajuns azi la aparate de clasă superioară, cu scheme proprii și cu o prezentare modernă.

Începînd din anul 1954, Uzinele Electronica au început să parcurgă treptat etapele de integrare a fabricației, ajungînd astăzi să fabrice, împreună cu I.P.R.S. — Băneasa, peste 95% din necesarul de piese, cu excepția tuburilor electronice.

S-a acordat o atenție cu totul deosebită asigurării bazei materiale a integrării fabricației, care constă de fapt în asimilarea pieselor radio.

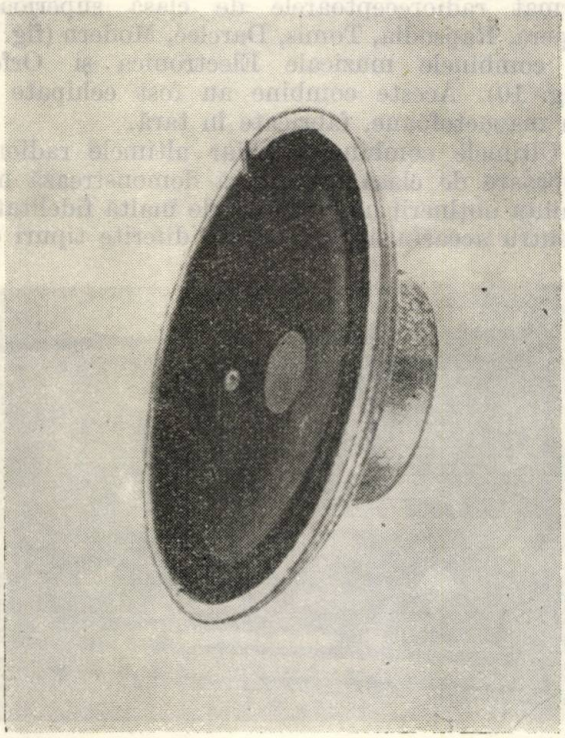


Fig. 4 *Difuzor eliptic 1 VA*

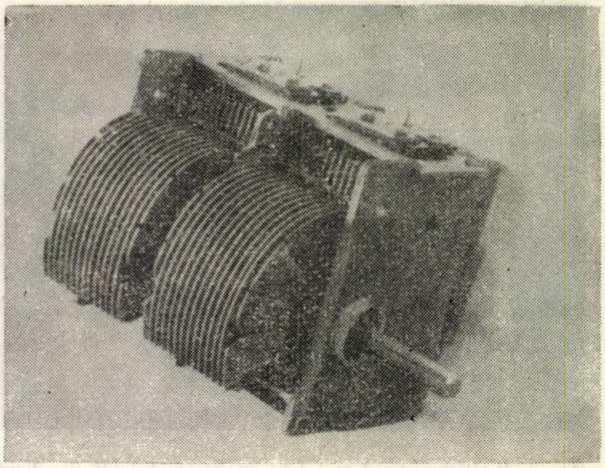


Fig. 5 *Condensator variabil normal CV—581*

În acest scop au luat ființă laboratoarele de piese radio, audiofrecvență, chimie și altele. În ultimii cinci ani s-a pornit o organizată muncă de documentare, consultîndu-se publicații, efectuîndu-se mii de măsurători și analize asupra parametrilor mecanici, fizici și chimici ai diferitelor piese și aparate.

Gama pieselor radio integrate s-a mărit și îmbunătățit în fiecare an. La toate aceste piese s-au folosit metode de fabricație modernă. Dintre acestea trebuie citată folosirea pe scară largă a reperelor din materiale plastice de injecție (polistiren, polietilenă etc.). Din cele mai remarcabile realizări putem aminti următoarele :

— Difuzoare cu radiație directă, circulare și eliptice, avînd puteri cuprinse între 0,25 VA și 12,5 VA (fig. 4).

— Potențiometre chimice care se execută într-o gamă variată de valori cu variație liniară sau logaritmică a rezistenței, în execuție dublă sau simplă, cu sau fără întreruptor, cu gabarit normal sau redus, urmînd să se treacă la miniaturizare.

— Condensatoare variabile cu aer tip CV-581, avînd $C_{max} = 500$ pF, iar $C_{min} = 16$ pF (fig. 5).

— Condensatoare variabile cu aer tip CV-591 de gabarit redus și cu demultiplicare, avînd $C_{max} = 500$ pF, iar $C_{min} = 13$ pF.

— Blocuri FR destinate radioreceptoarelor de clase diferite, de la 3 la 8 clape, cu 3 ... 6 game de undă.

— Blocuri de RF complet echipate, destinate radioreceptoarelor de clasă superioară, care permit recepționarea emisiunilor pe gama de 66 — 73 MHz.

În anul 1962 gama de piese radio asimilate s-a extins mult cu rezistențele chimice, cu condensatoarele fixe, cu tranzistoarele, diodele și circuitele imprimate, care în prezent constituie profilul de fabricație al I.P.R.S. — Băneasa.

Concomitent cu asimilarea și cu fabricarea în țară a pieselor radio s-a dezvoltat și îmbunătățit și fabricația de radioreceptoare, televizoare

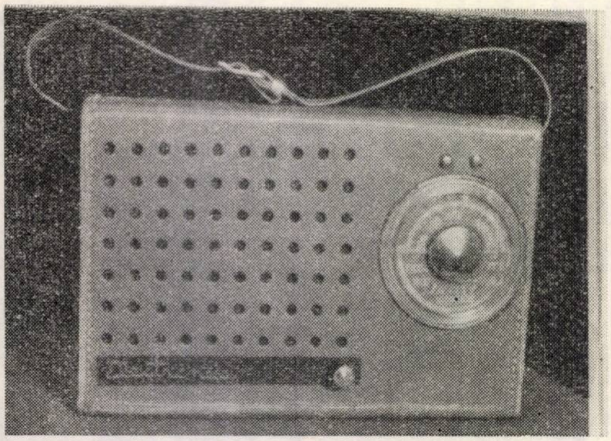


Fig. 6. *Radioreceptorul portabil tranzistorizat S 628 T „Turist"*

şi alte produse de electronică industrială care constituie profilul de bază al Uzinelor Electronica.

Anul 1960 constituie o etapă importantă în evoluţia întreprinderii. În acest an s-au pus în fabricaţie primele radioreceptoare portabile complet tranzistorizate. După aparatele Solistor şi Sport, realizate pe bază de licenţă, s-a trecut la radioreceptorul Litoral, de concepţie proprie, şi apoi în anii următori s-a trecut la asimilarea radioreceptorului Turist (fig. 6), cu aproape toate piesele realizate în ţară.

Tot în anul 1960 s-a pus în fabricaţie seria experimentală a primului radioreceptor romînesc de calitate superioară Enescu, fiind totodată şi primul radioreceptor care permite recepţionarea emisiunilor cu modulaţie de frecvenţă.

Anul 1961 constituie, de asemenea, un nou pas important în dezvoltarea Uzinelor Electronica. În acest an s-au pus în fabricaţie primele televizoare romîneşti. Dintre tipurile realizate pe bază de licenţă şi seturi din import se

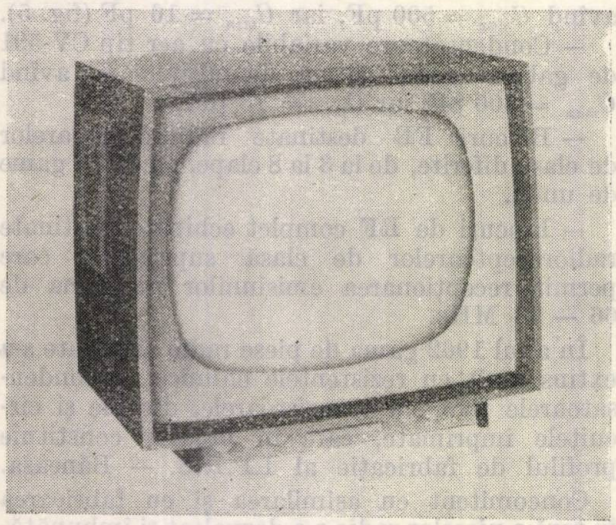


Fig. 7. *Televizorul VS54—622 „Cosmos"*

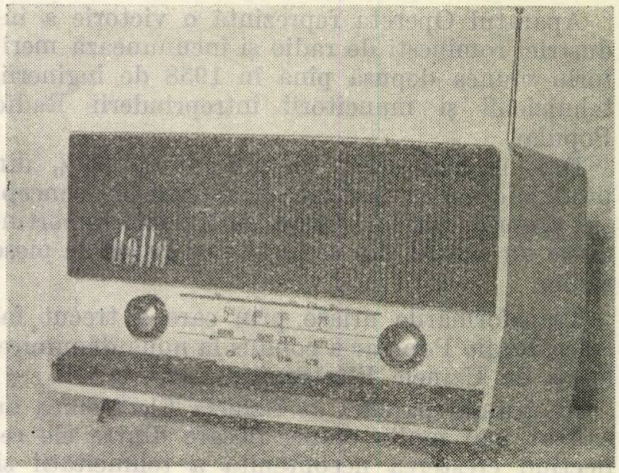


Fig. 8. *Radioreceptorul „Delta"*

citează: VS-43-611, VS-54-612, VS-43-613, Naţional, Cosmos (fig. 7), Cristal, Azur, Tonitza şi Luchian. S-au folosit licenţe din RPU, RPP, Franţa şi Japonia.

Tot în anul 1961 a început fabricarea radioreceptorului staţionar Mioriţa, primul radioreceptor staţionar tranzistorizat, care s-a continuat cu o serie de variante îmbunătăţite, iar în anul 1963 s-a pus în fabricaţie primul radioreceptor staţionar tranzistorizat cu 3 game de undă „Delta" (fig. 8).

Concomitent cu fabricarea în ţară a pieselor radio, cu dezvoltarea fabricaţiei receptoarelor tranzistorizate şi a televizoarelor, s-a dezvoltat şi fabricaţia radioreceptoarelor cu tuburi electronice. După radioreceptorul Enescu au urmat radioreceptoarele de clasă superioară Opera, Rapsodia, Tomis, Darcleé, Modern (fig. 9) şi combinele muzicale Electronica şi Orfeu (fig. 10). Aceste combine au fost echipate şi cu magnetofoane, fabricate în ţară.

Ultimele combine şi chiar ultimele radioreceptoare de clasă superioară demonstrează năzuinţa obţinerii unor audiţii de înaltă fidelitate. Pentru aceasta au fost create diferite tipuri de

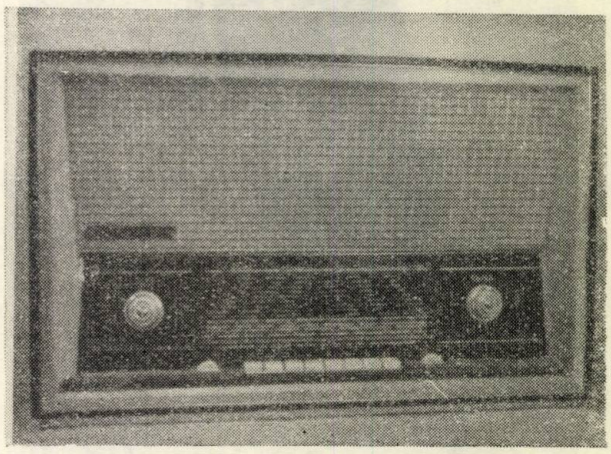


Fig. 9. *Radioreceptorul „Modern"*

difuzoare, registre de tonalitate și s-au studiat performanțele electroacustice ale sistemelor de difuzoare montate în combine. Se studiază, de asemenea, amplificatoarele stereofonice.

Începînd cu anul 1962 s-a trecut la restrîngerea numărului de tipuri de aparate și la mărirea seriilor de fabricație, aceasta în scopul ridicării calității produselor.

Paralel cu aceste eforturi, în uzină se desfășoară o largă activitate de îmbunătățire a calității și aspectului produselor. S-au făcut și s-au elaborat metode de tropicalizare a pieselor și subansamblelor. Se studiază ultimele îmbunătățiri obținute pe plan mondial, astfel ca într-un viitor apropiat, produsele Uzinelor Electronica să poată fi prezentate cu mîndrie pe piața internațională.

Evoluția Uzinelor Electromagnetica

Printr-o evoluție similară cu a Uzinelor Electronica au trecut și Uzinele Electromagnetica. Pornind de la fabrica de telefoane și radio SA Standard, unde se asamblau aparate telefonice cu piese din Belgia, s-a dezvoltat fabrica Vestitorul devenită apoi Uzinele Electromagnetica.

După naționalizare profilul acestor uzine s-a lărgit continuu și producția a crescut și ea necontenit, atît ca număr de piese produse, cît și ca sortimente.

Uzinele Electromagnetica constituie o întreprindere complexă, dar în același timp unitară, prin felul de muncă și organizare.

Alături de produse telefonice, contoare electrice, aparate de măsurat și relee de protecție energetice, în anii 1954 — 1956, s-a dezvoltat o producție masivă de radioreceptoare, în vederea acoperirii nevoilor mereu crescînde ale pieții, pînă cînd fabrica Radio Popular a fost în măsură să satisfacă singură aceste nevoi. În anul 1956, datorită creșterii capacității fabricii Radio Popular, se renunță la producția aparatelor de radio și se începe asimilarea unui domeniu nou de produse : aparatură pentru centralizările electrodinamice ale comenzilor de CFR (S.C.B.) Acest sector apare în Uzinele Electromagnetica ca un nucleu al fabricației aparaturii de automatizare. Noul echipament complex, de înaltă tehnicitate, a apărut necesar ca urmare a dezvoltării traficului pe căile ferate, pentru asigurarea circulației sporite în condiții optime de siguranță a circulației.

Ca și la Uzinele Electronica, s-au făcut însemnate investiții pentru mărirea suprafeței de producție, pentru modernizarea utilajului ; a crescut numărul de salariați și calificarea acestora.

Profilul actual al fabricației în Uzinele Electromagnetica constă din :

1. *Echipament telefonic.* Deși în ultimii ani Uzinele Electromagnetica s-au dezvoltat și în alte direcții, totuși profilul principal rămîne axat pe produsele de telecomunicații cu și fără fir : aparate telefonice automate, centrale telefonice automate cu 100 și 200 linii, posturi de emisie și recepție, echipament divers de protecție și distribuție, întreaga gamă de unități de alimentare pe bază de redresoare cu seleniu și sisteme de curenți purtători cu 3 căi tranzistorizate.

În dezvoltarea fabricației de produse de telecomunicații se deosebesc două etape importante :

— o etapă începînd cu anii războiului și pînă în perioada imediat următoare actului de naționalizare, în care au fost asimilate telefonul BL, automatele, echipamentul de protecție și centralele telefonice manuale ;

— a doua etapă începînd din anul 1958 cînd efortul principal trece pe produsele de telecomunicații cu fir. În această perioadă se asimilează o serie de produse telefonice de nivel superior ; centrale telefonice automate de instituție (fig. 11) și de bloc, centrale B.C. multiple, telefoane automate, sisteme tranzistorizate cu trei căi pentru linii aeriene (fig. 12) după prototipul M.T.Tc. etc.

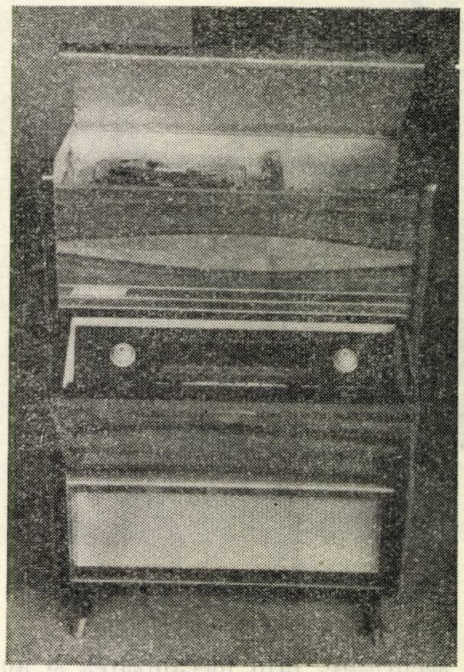


Fig. 10. *Combina muzicală S 602 A_4 „Orfeu"*

Fabricarea centralelor automate și a celorlalte produse telefonice de nivel superior a fost posibilă datorită nivelului tehnic ridicat al Uzinelor Electromagnetica, avînd secțiile productive dotate cu utilaje moderne, iar laboratoarele cu aparatură de măsurat, atît de construcție proprie cît și din import, de cea mai bună calitate. Întregul echipament al centralelor automate este fabricat în țară.

2. *Echipament S.C.B.* pentru asigurarea circulației sporite pe căile ferate, în condiții opti-

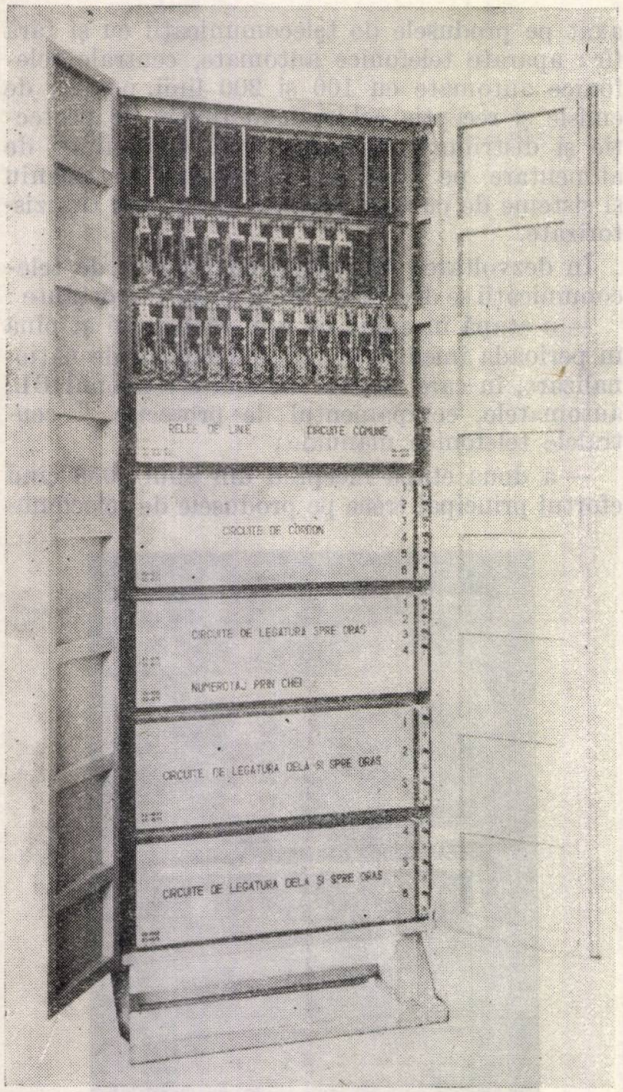


Fig. 11. *Centrala automată de 100 linii*

me de securitate, prin mecanizarea şi automatizarea operaţiilor de comandă a macazurilor şi a semnalelor. Acest echipament de înaltă tehnicitate a fost asimilat într-un timp record (mai puţin de doi ani) şi constituie un însemnat succes al Uzinelor Electromagnetica.

3. *Aparate electrice de măsurat. Contoare electrice. Relee de protecţie energetice.* Contoarele electrice fabricate de Uzinele Electromagnetica, sînt de clasa 2,5 în gama 5% ... 125% din curent nominal, iar aparatele de măsură sînt de clasele 1,5 şi 2,5.

După cum s-a arătat mai sus în anii puterii populare au fost obţinute realizări de o importanţă deosebită în industria electronică şi în special în domeniul radiotehnicii şi telecomunicaţiilor, la un nivel tehnic înalt, comparabil în multe privinţe cu realizările tehnice pe plan mondial în acest domeniu. Condiţia esenţială pentru asigurarea dezvoltării acestei ramuri în ritmul de creştere a celorlalte ramuri industriale şi potrivit cerinţelor economiei naţionale şi oamenilor muncii a fost întărirea bazei materiale pentru fabricarea în ţară a celor mai importante materiale şi utilaje necesare în acest scop.

Indicaţiile date de partid cu privire la introducerea tehniciii noi şi ridicării calităţii produselor au constituit fundamentul dezvoltării construcţiei de aparate de radio cu tuburi electronice şi cu tranzistoare, al construcţiei de televizoare, în domeniul lărgirii reţelei de radiodifuziune şi televiziune, în dezvoltarea reţelei de telecomunicaţii.

Partidul şi guvernul nostru au urmărit cu perseverenţă realizarea acestui deziderat, creînd condiţiile optime pentru dezvoltarea în ritm rapid a acestei ramuri industriale.

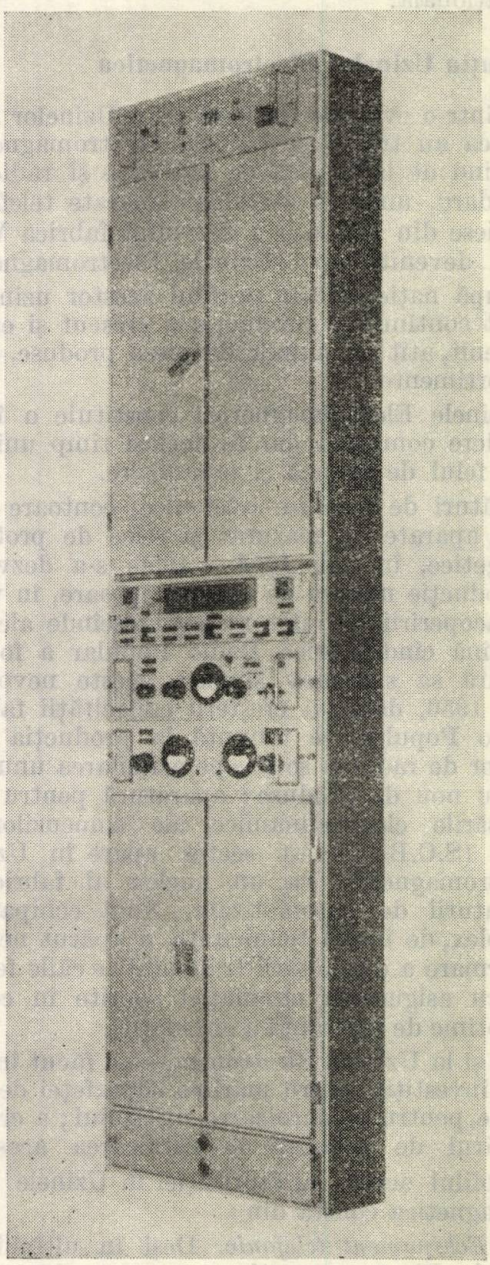


Fig. 12. *Sistem de curenţi purtători cu trei căi, tranzistorizat*

Cu mîndrie constatăm că astăzi putem fabrica centrale telefonice şi telefoane automate, radioreceptoare cu tuburi şi tranzistoare, televizoare, staţii de radioficare, difuzoare de radioficare, radiorelee, sisteme de curenţi purtători cu tranzistoare, aparate de electronică industrială, elemente de automatizare etc.

IV. CREAREA ÎNTREPRINDERILOR AUTOMATICA ŞI I.P.R.S.-BĂNEASA ŞI ROLUL LOR ÎN DEZVOLTAREA INDUSTRIEI ELECTRONICE

1. Crearea întreprinderii Automatica

O dată cu dezvoltarea celorlalte ramuri ale industriei, aplicarea tehnicii noi a cerut din ce în ce mai mult aportul electronicii.

Directivele Congresului al III-lea al P. M. R. au trasat sarcina ca, treptat, să se producă în ţară elemente de automatizare, în special electronice, pe bază de semiconductoare şi să se creeze o întreprindere care să fie specializată în cercetarea, proiectarea şi montajul instalaţiilor de automatizare pentru toate ramurile industriale.

În cursul anului 1960, în cadrul acţiunilor de pregătire a celui de al III-lea Congres al P.M.R., s-a înfiinţat întreprinderea specială pentru automatizări industriale denumită Automatica cu profil complex de cercetare, proiectare, montaj şi formare de cadre. Hotărîrea de a se înfiinţa o întreprindere complexă, al cărei specific să fie automatizările industriale, a fost deosebit de binevenită. Proiectarea automatizărilor în cadrul unei întreprinderi de specialitate va introduce, fără îndoială, o tipizare şi o sistematizare care va uşura executarea şi, pînă în cele din urmă, ieftineşte instalaţiile automate.

Înfiinţarea unei întreprinderi specializate în automatizări marchează o etapă importantă pe drumul introducerii pe scară largă a automatizărilor din industria noastră.

Deşi foarte tînără, această întreprindere a reuşit să aibă de la început o serie de realizări de valoare, cum ar fi : procedeul pentru automatizarea staţiei de flotaţie centrală a minereurilor neferoase de la Baia Mare, automatizarea blumingului — 1000 de la Hunedoara, perfecţionarea instalaţiilor de automatizare de la Uzina de tablă subţire din Galaţi, automatizarea Fabricii de geamuri — Scăieni etc.

În centrul activităţii noii întreprinderi s-a pus formarea şi dezvoltarea unui puternic sector de proiectare, care să lucreze de la început asupra unor teme reale prevăzute în planul de stat, fiind obligat a studia şi da soluţii la aplicarea automatizărilor în diferite procese de producţie.

Din luna august 1960 Automatica şi-a început activitatea de proiectare. S-au constituit colective specializate pe ramuri de producţie, pornind de la ramurile de bază ale industriei. S-au format noi colective, pe măsură ce au existat comenzi ferme pentru proiectele ce urmau să se execute, astfel pentru industria minieră, siderurgică, construcţii de maşini, materiale de construcţii, industria alimentară etc. S-au format nuclee de cercetare în domeniul aparaturii electronice, aparaturii pneumatice, a maşinilor de calculat industriale, a telecomenzilor şi a acţionărilor electrice, care în viitorul apropiat îşi vor organiza laboratoare corespunzătoare.

O lucrare de mare însemnătate efectuată la Automatica a fost studiul tehnico-economic cu privire la asimilarea în ţara noastră a fabricaţiei elementelor de automatizare. Acest studiu a atacat problema pentru o primă etapă, care se întindea pînă la finele anului 1962, şi prevedea introducerea în fabricaţie a aparaturii care să formeze un sistem unitar de reglaj (inclusiv aparatura primară) electronic şi pneumatic, aparatură pentru acţionări electrice şi aparatura anexă. Studiul determină atît tipurile necesare de aparate, parametrii tehnici, uzina în care să se producă, cît şi un program de asimilare.

În urma analizei economice s-au propus pentru asimilare numai acele aparate care au o întrebuinţare mai generală şi a căror producţie se justifică din punct de vedere economic.

În R.P.R. s-a adoptat asimilarea unui sistem unificat de automatizare pneumatic-electric pentru a se micşora la minimum numărul tipurilor de elemente ce trebuie asimilate şi în special a aparaturii secundare (indicatoare, înregistratoare, regulatoare).

S-a ajuns la concluzia asimilării paralele a sistemului unificat electronic şi pneumatic, astfel încît să existe cît mai multe piese constitutive comune.

Asimilarea sistemului electronic unificat cu reglare automată (sistem unificat de reglare electronică), cu tendinţa directoare de tranzistorizare completă, care reprezintă un dispozitiv uşor, universal, intersanjabil, va conduce la dezvoltarea industriei electronice în R.P.R.

Trebuie remarcat că, într-o scurtă perioadă de timp, la Automatica s-a desfăşurat o muncă vastă, constructivă, care a depăşit limitele activităţii de pregătire tehnică. Pentru a-şi îndeplini menirea pentru care a fost creată, aceea de a executa automatizarea, de a preda instalaţiile „la cheie" beneficiarilor şi de a asigura funcţionarea acestora, a fost nevoie să fie deplasat centrul de greutate al activităţii din birourile de proiectare pe şantiere.

În prezent din întreprinderea Automatica s-au desprins un Institut de proiectări şi o întreprindere de montaje de automatizări, în cadrul cărora se vor executa, pe lîngă proiecte, şi utilajele necesare pentru traducerea în viaţă a acestor proiecte.

2. Crearea I.P.R.S. — Băneasa

Fabricarea de semiconductoare şi piese radio în ţară, sarcină pusă de Directivele Congresului al III-lea al P.M.R., s-a început în anul 1961 în cadrul Uzinelor Electronica. Secţiile de pro-

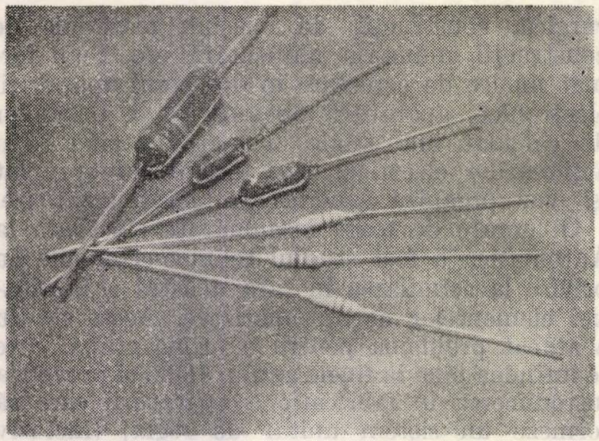


Fig. 13. *Rezistențe fixe cu peliculă de carbon: RC1025 (0,25 W), RC1026 (0,5 W) și RC1027 (1W)*

ducție restrînse au fost instalate în spațiile de producție ale Uzinelor Electronica și, concomitent, au început lucrările de construcție ale

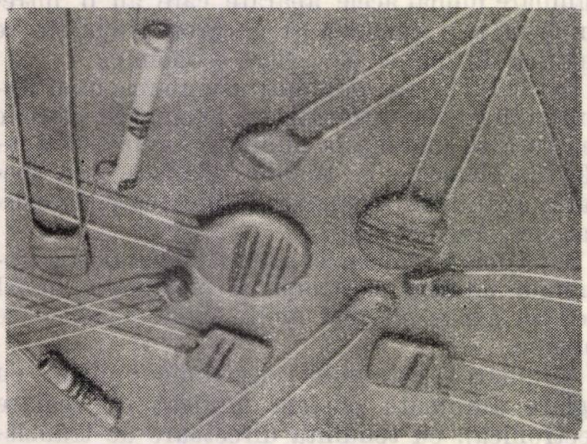


Fig. 14. *Condensatoare ceramice (disc, plachetă, tubulare)*

unei unități noi, profilată pentru fabricația de semiconductoare și piese radio.

Această măreață realizare a regimului nostru democrat popular a fost proiectată și realizată

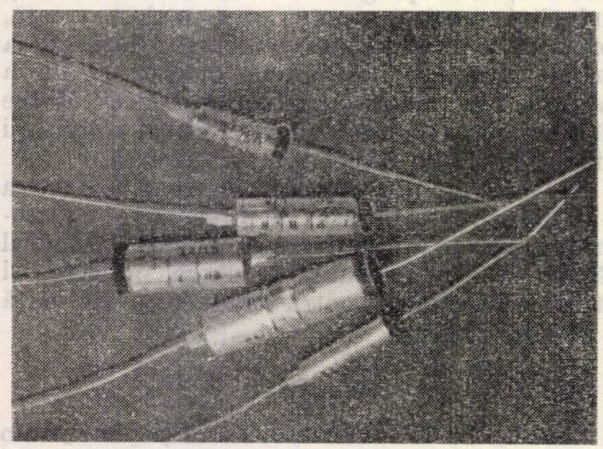


Fig. 15. *Condensatoare electrolitice miniatură: CE 1018, 1017, 1016, 1015, 1014*

de către muncitorii, inginerii și tehnicienii Uzinelor Electronica în colaborare cu institutele de proiectare și cu concursul Întreprinderii de construcții și montaj a M.I.C.M.

I.P.R.S. — Băneasa s-a născut prin dezvoltarea secțiilor de piese radio și semiconductoare ale Uzinelor Electronica și cu personalul calificat de Uzinele Electronica.

Noua întreprindere, care de la 1 iunie 1962 a devenit independentă, asigură cea mai mare parte din necesarul de dispozitive semiconductoare și piese radio al Uzinelor Electronica, economisindu-se astfel devizele cu care aceste piese erau plătite la import.

S-a creat astfel o bază materială trainică, care permite fabricarea radioreceptoarelor, televizoarelor și altor tipuri de aparate, cu piese moderne, avînd indici calitativi ridicați.

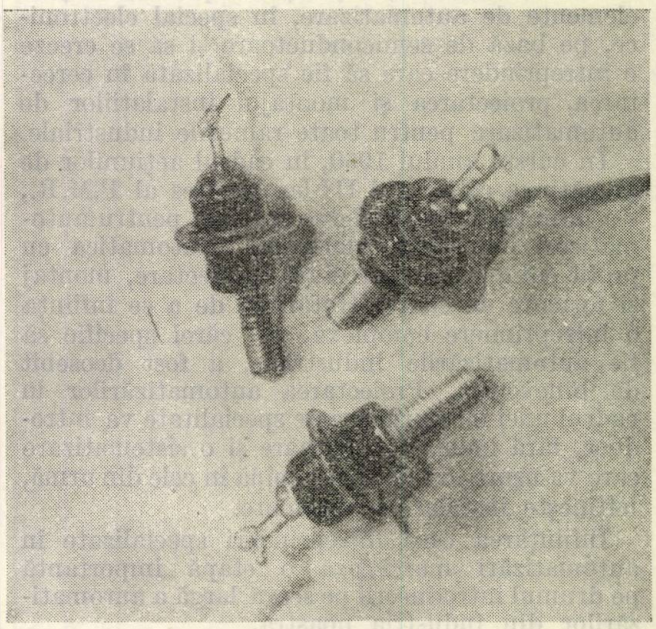


Fig. 16. *Diode redresoare cu Ge*

Profilul de fabricație al acestei întreprinderi, în prezent, cuprinde :

— rezistențe chimice fixe, cu peliculă de carbon depusă pirolitic de 0,25 W, 0,5 W, 1 W și 2 W, avînd valori cuprinse între 10 Ω și 10 MΩ (fig. 13);

— condensatoare fixe, într-o gamă foarte variată de valori și tensiuni, de tipul ceramic (tubulare, discuri și plachete), styroflex (cu dielectric de polistiren), hîrtie (metalizată, cerată, impregnată cu ulei) și electrolitice (filtraj și miniaturizate pentru tensiuni joase) (fig. 14 și 15);

— dispozitive semiconductoare și anume: diode de tip subminiatură, tranzistoare de joasă frecvență și înaltă frecvență-pînă la 35 MHz — de mică, medie și mare putere și redresoare de medie putere (fig. 16,17 și 18);

— cablaje imprimate, utilizate în radioreceptoare, televizoare, electronică industrială, în maşini electronice de calcul, în telefonia electronică etc. (fig. 19).

Fabricate în linii tehnologice moderne, prevăzute cu un grad înalt de mecanizare şi automatizare şi un control riguros al tuturor factorilor ce intervin în procesele de fabricaţie, piesele radio detaşate şi dispozitivele semiconductoare produse prezintă o uniformitate înaintată a performanţelor, precum şi o durată îndelungată de funcţionare. Măsurătorile de control şi sortare, precum şi probele efectuate în cursul fabricaţiei, asigură acestora calităţi deosebite în ceea ce priveşte siguranţa în exploatare.

Fig. 17. *Tranzistoare cu Ge de medie putere şi joasă frecvenţă*

V. PERSPECTIVE DE VIITOR ÎN DEZVOLTAREA INDUSTRIEI ELECTRONICE ÎN R.P.R.

Faptul că în prezent se desfăşoară în R.P.R. o bogată activitate în domeniul electronicii, că producţia de serie creşte într-un ritm vertiginos, o dată cu lărgirea sortimentului şi creşterea calităţii produselor, se datoreşte în întregime aplicării unei planificări raţionale şi importanţei deosebite acordată de către conducerea de stat şi de partid acestui domeniu de activitate. Numeroase produse sînt prezentate la un nivel tehnic înalt, comparabil cu realizările tehnice pe plan mondial.

Dezvoltarea industriei electronice va permite automatizarea proceselor tehnologice, mărirea productivităţii muncii şi o dată cu aceasta bunăstarea şi ridicarea nivelului cultural al tuturor oamenilor muncii.

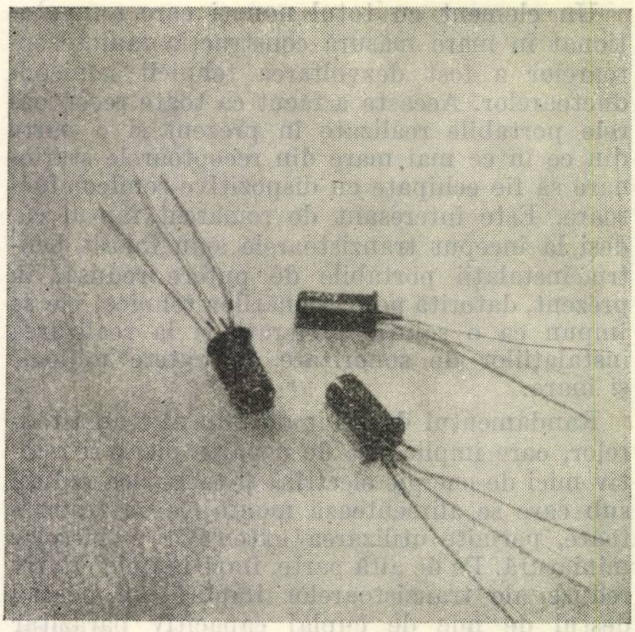


Fig. 18. *Tranzistoare Drift de mică putere şi înaltă frecvenţă*

Recentele cuceriri ale tehnicii în diferite domenii de activitate au influenţat în foarte mare măsură ideile de concepţie asupra radioreceptoarelor şi televizoarelor, atît prin noile materiale şi piese cît şi prin noile metode de asamblare şi reglaj. Ultimii zece ani se caracterizează printr-un proces continuu şi intens de dezvoltare şi perfecţionare a radioreceptoarelor.

Progresele realizate în acest domeniu sînt legate, în primul rînd, de utilizarea — pentru radiodifuziune — a gamei de unde metrice, de crearea unor noi materiale magnetice pentru frecvenţele înalte — feritele — şi mai ales, de apariţia tranzistoarelor şi a diodelor semiconductoare.

S-au creat numeroase circuite noi. Un rol important l-a avut şi apariţia pieselor şi subansamblurilor de dimensiuni mici şi miniatură, precum şi asimilarea tehnicii circuitelor imprimate.

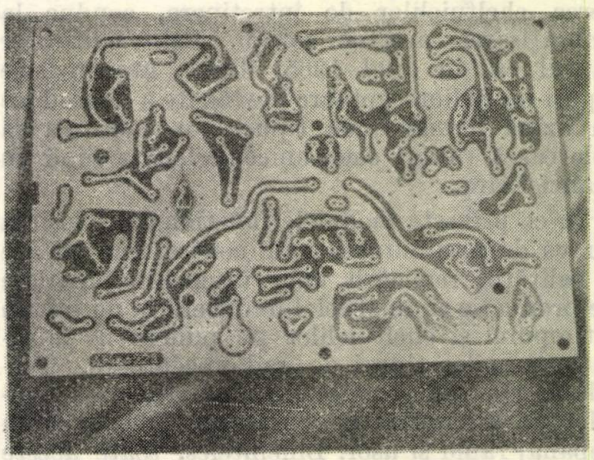


Fig. 19. *Circuit imprimat*

Un element cu totul nou şi care a revoluţionat în mare măsură construcţia radioreceptoarelor a fost dezvoltarea tehnicii semiconductoarelor. Aceasta a făcut ca toate receptoarele portabile realizate în prezent şi o parte din ce în ce mai mare din receptoarele staţionare să fie echipate cu dispozitive semiconductoare. Este interesant de remarcat faptul că, deşi la început tranzistoarele s-au folosit pentru instalaţii portabile de putere redusă, în prezent, datorită perfecţionărilor tehnice, ele se impun ca o soluţie preferată şi la realizarea instalaţiilor de sonorizare de putere mijlocie şi mare.

Randamentul deosebit de bun al tranzistoarelor, care implică pe de o parte pierderi relativ mici de energie electrică şi tensiunea redusă sub care se alimentează montajele cu tranzistoare, permite utilizarea extensivă a pieselor miniatură. Pe de altă parte, impedanţele relativ reduse ale tranzistoarelor implică un pericol destul de mic de cuplaj capacitiv parazitar între piese.

Datorită acestor considerente, montajele cu tranzistoare pot fi realizate sub formă compactă pe plăci cu cablaj imprimat.

Utilizarea tranzistoarelor s-a extins foarte mult în ultimii ani, în urma creării unor tipuri de tranzistoare care funcţionează foarte bine la frecvenţe înalte sau la puteri mari.

După sarcina de asimilare şi integrare a produselor, care a constituit firul director în activitatea Uzinelor Electronica, s-au concretizat încă două sarcini principale care stau la baza orientării viitoare a uzinelor şi anume:

— tranzistorizarea treptată a tuturor radioreceptoarelor şi televizoarelor;

— trecerea treptată de la montaje complexe la grupe de module funcţionale.

Avantajele tehnice şi economice ale tranzistorizării receptoarelor de radio şi televiziune, expuse mai sus, ridicarea substanţială a nivelului calitativ al produselor, precum şi mărirea siguranţei în exploatare, concomitent cu reducerea cheltuielilor de întreţinere, conduc la îmbrăţişarea acestor soluţii. Este edificator faptul că, în anul 1965, dintre numeroasele tipuri de radioreceptoare prevăzute a se produce în uzină numai două tipuri vor continua să folosească tuburi electronice, celelalte fiind cu tranzistoare.

În ce priveşte modulele funcţionale, folosirea lor va da posibilitatea unui control mai eficace a calităţii, realizării unor însemnate decalaje de producţie şi, în special, reducerii la minimum a timpului şi cheltuielilor de punere în fabricaţie a noilor tipuri de radioreceptoare. Totodată, ele vor permite descongestionarea benzilor de asamblare a aparatelor, precum şi un depanaj rapid şi uşor. Bineînţeles, toate aceste module vor fi normalizate pentru a permite folosirea cu uşurinţă a aceluiaşi bloc la mai multe tipuri de radioreceptoare. În felul acesta va scădea numărul de tipuri de blocuri fundamentale, fără să scadă numărul tipurilor de radioreceptoare şi va creşte numărul blocurilor funcţionale de acelaşi tip. Toate acestea sînt avantaje nete în ceea ce priveşte reducerea preţului de cost. Tipizarea subansamblurilor şi ansamblurilor pe baza blocurilor funcţionale va conduce în final la mărirea productivităţii muncii, asigurarea ritmicităţii producţiei, precum şi la realizarea unei mari varietăţi de produse.

În paralel cu aceste două sarcini principale se vor rezolva în uzină încă o serie de probleme de perspectivă, care vor conduce la dezvoltarea în continuare a industriei radiotehnice şi la îmbunătăţirea esenţială a calităţii produselor radiotehnice, astfel:

— asimilarea celor mai moderne soluţii electrice, care să ducă la ridicarea pe o treaptă înaltă a calităţii receptoarelor de radio şi televiziune;

— îmbunătăţirea substanţială a redării sunetului la radioreceptoare şi televizoare, trecerea la pseudostereofonie şi la stereofonie. Pentru măsurarea parametrilor difuzoarelor se va pune în funcţiune o cameră anecoidă de circa 1 000 m^3, prima de acest gen în ţara noastră;

— mărirea siguranţei de exploatare şi a stabilităţii în timp a radioreceptoarelor şi televizoarelor;

— echiparea tuturor radioreceptoarelor cu cablaje imprimate;

— asimilarea materialelor electrice şi magnetice noi, în vederea ridicării calităţii şi eliminării treptate a importului din ţările capitaliste. În acest scop se va crea în uzină o secţie specială de ferite şi magneţi, care va trebui să constituie embrionul fabricii de ferite ce urmează a se dezvolta în perioada de după 1965;

— utilizarea largă a maselor plastice;

— reducerea gabaritelor pieselor radio şi implicit a radioreceptoarelor şi televizoarelor.

Pentru receptoarele de televiziune perspectivele de dezvoltare sînt destul de bogate. În acest scop, chiar în cursul anului 1963, s-a montat o nouă bandă de televizoare cu o capacitate de montaj de 135 aparate pe schimb şi s-a extins vechea bandă de montaj pentru o capacitate de montaj, pe schimb, tot de 135 aparate.

Tipurile de aparate construite vor fi din cele mai moderne, înzestrate cu reglaje automate, în aşa fel încît să corespundă nivelului celui mai ridicat al tehnicii în acest domeniu. Se vor construi televizoare cu tuburi şi tranzistoare, cu unghiul de deflexie de 110°, cu diagonala ecranului de 47, 54 şi 59 cm, tinzînd către realizarea de ecrane rectangulare.

În anii ce vor urma, pe baza unor cercetări ştiinţifice temeinice, în afara receptoarelor de televiziune, se vor fabrica la noi în ţară : echipament pentru emisiuni de televiziune şi instalaţii pentru televiziunea, industrială. Se preconizează dezvoltarea instalaţiilor de televiziune industrială întrucît vor putea avea o largă aplicabililate în ţara noastră.

Pentru anii următori sînt în pregătire şi urmează a fi aplicate în Uzinele Electronica noi procedee tehnologice moderne.

Introducerea pe scară largă a celor mai moderne produse, metode şi procedee tehnologice creează Uzinelor Electronica frumoase perspective de dezvoltare ; cu un larg sortiment de piese şi la un nivel tehnic ridicat se va crea posibilitatea alegerii celor mai corespunzătoare variante de receptoare radio şi televiziune.

Succesele obţinute în realizarea în ţara noastră a primelor maşini electronice de calcul creează premiza introducerii lor în industrie, într-o măsură din ce în ce mai largă.

Cercetările în domeniul maşinilor electronice de calcul vor fi continuate şi dezvoltate pentru a se realiza noi prototipuri cu performanţe superioare, capabile să rezolve cererile de calcule în continuă creştere.

Multiplicarea maşinilor electronice va fi încredinţată industriei electronice, în plină dezvoltare în ţara noastră, care a realizat deja o serie de însemnate succese în construcţia radioreceptoarelor, a televizoarelor, a aparaturii de electronică industrială, a elementelor de automatizare etc.

Aceste mari perspective de dezvoltare a maşinilor electronice de calcul în ţara noastră vor fi traduse în viaţă datorită sprijinului acordat de partid şi de stat acestui domeniu de activitate.

Potrivit Directivelor Congresului al III-lea al P.M.R., industria noastră electronică va cunoaşte în viitorii ani o dezvoltare fără precedent. Se vor dezvolta şi lărgi sortimentele la fabricaţia dispozitivelor semiconductoare, se vor fabrica produse radiotehnice la cel mai înalt nivel tehnic, maşini electronice de calcul, centrale telefonice fără contacte, instalaţii de automatizare pe bază de semiconductoare etc.

Importanţa mereu crescîndă a electronicii, aplicaţiile ei multiple în diversele ramuri ale industriei, perspectivele dezvoltării automaticii, toate acestea creează premizele unui puternic avînt în industria noastră electronică.

Deşi tînără, ritmul rapid în care ea s-a dezvoltat în ultimii ani justifică încrederea în progresul ei.

Ing. NICULAE OPRESCU
Ing. JEAN ROŞU
Ing. GEORGE MATEESCU

Preocupări actuale în radioficare
Consfătuirea grupei I de studii a O.I.R.T.

(Martie 1964)

Radioficarea denumită şi radiodistribuţie prin fir a luat fiinţă în ţara noastră în anii regimului de democraţie populară, constituind un puternic mijloc de culturalizare a maselor.

Primul centru de radioficare a intrat în funcţiune la 9 mai 1949. la Bucureşti. Astăzi, cele 557 centre deservesc aproape 850 000 de abonaţi, răspîndiţi în 2 070 localităţi.

Ca urmare, deservirea cu programele naţionale de radiodifuziune, în condiţii tehnice corespunzătoare, a devenit posibilă în orice sat sau comună, indiferent dacă sînt electrificate sau nu, precum şi în blocurile de locuinţe de la oraşe, unde condiţiile de recepţie nu sînt satisfăcătoare datorită ecranării pe care o prezintă armătura betonului şi nivelului ridicat al perturbatorilor radioelectrici.

Din schema bloc prezentată în figura 1 se vede modul cum funcţionează o staţie de radioficare, unde sînt montate radioreceptoarele şi aparatajul de amplificare. Preamplificatorul este necesar pentru amplificarea atît a semnalelor primite de la receptor, cît şi a semnalelor primite de la alte surse de program (microfon, picup, magnetofon).

După amplificare, semnalul este distribuit la difuzoarele abonaţilor prin rama de distribuţie *RD* la tensiunea 240 V/30V.

Difuzoarele de radioficare cu o putere de 0,25 VA sînt alimentate la tensiunea de 30 V, printr-o reţea de distribuţie. Reţeaua împreună cu staţia formează centrul de radioficare.

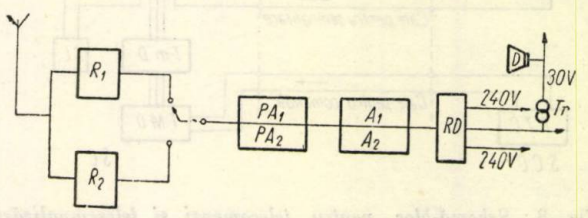


Fig. 1. *Schema-bloc a unei transmiteri prin radioficare* :
R – radioreceptor ; *PA* – preamplificator
A – amplificator ; *RD* – ramă de distribuţie ; *D* – difuzor

Pentru a creşte eficienţa economică a radioficării se pot lega prin fideri mai multe localităţi, în una existînd instalat echipamentul (staţia de radioficare), iar în celelalte transformatoarele coborîtoare şi reţeaua de distribuţie.

În acest caz, tensiunea la plecare este ridicată la 480 sau 960 V, iar în localitatea radioficată, aşa după cum reiese şi din figura 2, se coboară la tensiunea de 240 V.

Datorită avantajelor pe care le prezintă, radioficarea este în continuă dezvoltare, atît la noi cît şi în străinătate.

Pe plan internaţional, de radioficare se ocupă Organizaţia Internaţională de Radio şi Televiziune (O.I.R.T.), Grupa de studii nr. 1 la care este membră şi ţara noastră. În luna martie a.c., Grupa de studii nr. 1 s-a întrunit la Bucureşti, luînd parte la Consfătuire delegaţi din Bulgaria, Cehoslovacia, R. D. Germană, Mongolia, Polonia, Romînia şi U.R.S.S.

În cadrul şedinţelor de lucru s-au studiat şi discutat problemele actuale din acest domeniu, dintre care citäm :

— automatizarea staţiilor de radioficare, sisteme de radioficare cu mai multe programe, îmbunătăţirea indicilor calitativi ai transmiterii pe circuite a programelor, tehnica securităţii în reţele, terminologia folosită în sectorul de radioficare ş.a.

Delegaţia ţării noastre a avut o contribuţie activă la desfăşurarea lucrărilor consfătuirii prezentînd şase referate şi anume :

— la problema automatizării au fost susţinute două referate, unul arătînd modul cum s-a rezolvat automatizarea staţiilor de radioficare în prezent şi din al doilea reieşind soluţia de perspectivă ;

— îmbunătăţirea calităţii retransmisiilor în radioficare ;

— indicii calitativi ai difuzoarelor ;

— probleme de tehnica securităţii muncii în reţelele de radioficare ;

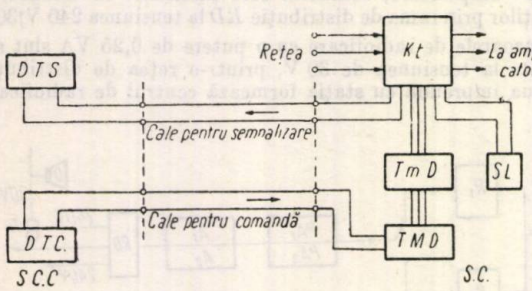


Fig. 3. *Schemă-bloc pentru telecomenzi şi telesemnalizări* : *SCC* – staţie centrală de comandă ; *DTC, DTS* – dispozitiv de telecomandă şi telesemnalizare ; *SC* – staţie comandată ; *TmD, TMD* – telecomandă la mică şi mare diatanţă ; *SL* – semnalizare locală ; *Kt* – contactor de reţea

— normarea legăturilor internaţionale de telecomunicaţii pentru efectuarea schimburilor de programe radio.

Din lucrările prezentate a reieşit că toate ţările participante la consfătuire se preocupă de aplicarea diferitelor sisteme şi soluţii care au ca scop funcţionarea automatizată a echipamentului şi simplificarea supravegherii lui, într-un cuvînt de extinderea automatizării în radioficare.

Interesul pentru această problemă este justificat ţinînd seama că automatizarea prezintă importante avantaje tehnico-economice.

Bunăoară operaţiile de exploatare curentă ca pornire, oprire, trecerea pe instalaţiile de rezervă etc. se fac prin telecomandă

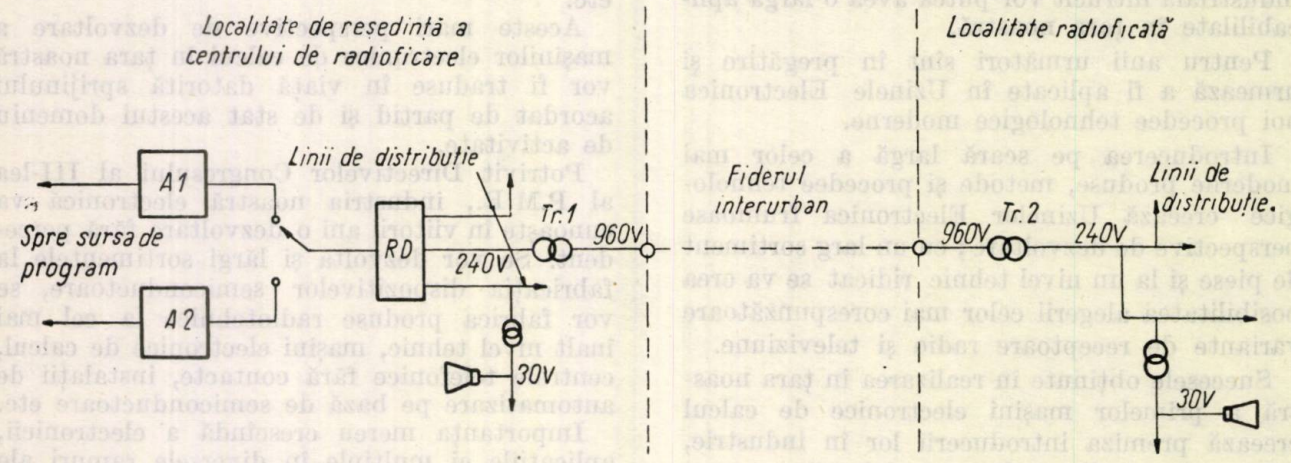


Fig. 2. *Schema a doua localităţi radioficate* :
A – amplificator ; *RD* – ramă de distribuţie ; Tr_1 – transformator ridicător 240/960 V ; Tr_2 – transformator coborîtor 960/240 V

şi automat, fără ca la staţie să existe personal de deservire. În acest fel se elimină consecinţele manevrelor greşite şi timpul de întrerupere se reduce la minim prin comutarea automată pe echipamentul în rezervă. Astfel, o parte din atribuţiile operatorilor sînt preluate de o automatică locală, controlul funcţionării echipamentului, precum şi unele comenzi urmînd a se face de la un centru dispecer. Acest centru este legat prin circuite telefonice de mai multe staţii. Întreţinerea aparatajului se face de echipe de întreţinere, cu calificare ridicată, fiind mult mai eficace. Avantajele economice care rezultă prin reducerea fondului de salarii, compensează într-un timp relativ scurt investiţiile care se fac cu lucrările de automatizare.

Echipamentul de automatizare şi telesupraveghere conceput la noi în ţară este de două tipuri în funcţie de mărimea şi importanţa centrelor de radioficare şi anume :

A. Aparataj pentru staţiile mari, echipate cu unul sau două amplificatoare de 5 kVA, de construcţie românească.

B. Aparataj pentru staţiile mici, echipate cu două amplificatoare cu putere de pînă la 500 VA, de construcţie românească.

Varianta A cuprinde aparataj pentru automatizarea locală a staţiei de radioficare, respectiv pentru comutarea automată pe rezervă în cazul defectării amplificatorului în lucru şi dispozitive pentru telecomenzi şi telecontrol, înglobate într-o ramă denumită R.F.R.A. (rama fiderilor pentru ridicarea automatizată a tensiunii).

Centrele de radioficare automatizate sînt interconectate pe zone prin fidere magistrale de 960 V pentru rezervare automată reciprocă. La defectarea amplificatorului în lucru se trece pe amplificatorul de rezervă, iar la avaria acestuia se trece sarcina pe fiderul magistral de interconectare alimentat de la staţia vecină.

Comutarea se face prin ramele R.F.R.A. care au fost completate cu relee de pornire şi oprire, ce pot fi acţionate de la un centru dispecer : staţie centrală de comandă *S.C.C.*

Staţiile mari mai au două preamplificatoare — de lucru şi rezervă activă — cu comutare automată pe rezervă, acţionată de un dispozitiv comparator al celor două tensiuni de ieşire.

Telecomenzile şi telesemnalizările se realizează după schema arătată în figura 3 şi necesită pentru transmiterea lor două circuite de legătură sau un singur circuit în cazul cînd telesemnalizarea se face cu întîrziere în timp. Practic, schema electrică aleasă (fig. 4) permite, folosind un singur circuit telefonic, efectuarea următoarelor operaţiuni simultane : o tele-

comandă, o telesemnalizare şi controlul acustic al unui fider, operaţiuni ce pot fi multiplicate în timp. Programul (modulaţia) se transmite pe un circuit telefonic separat.

Varianta B nu mai cuprinde elemente de automatizare locală, păstrînd însă dispozitive pentru telecomenzi şi telesemnalizări.

Comutarea pe rezervă se face din staţia centrală de comandă, după primirea, la aceasta, a semnalului de avarie a amplificatorului în lucru.

Intrarea în funcţie a amplificatoarelor de putere medie (200 VA şi 500 VA) se face diferit faţă de cele de 5 kVA, la care printr-o monocomandă se acţionează asupra automaticii locale şi aceasta introduce temporizat treptele de alimentare. În varianta B, pornirea amplificatoarelor de 200, 500 VA se face prin două comenzi, una de joasă tensiune şi apoi una de înaltă tensiune, acţionînd două contactoare prin acelaşi circuit telefonic, însă folosind două trepte de curent. Pentru ca înalta tensiune să nu poată fi aplicată decît după trecerea timpului de încălzire a tuburilor redresoare cu vapori de mercur, amplificatorul este prevăzut cu un releu termic.

Teledeservirea se face folosind un singur circuit telefonic pe care se efectuează următoarele operaţiuni simultane: transmiterea permanentă a programului, o telecomandă sau o telesemnalizare şi controlul acustic al unui fider, ultimele operaţiuni putînd fi multiplicate în timp. În cazul în care programul este recepţionat local, circuitul fizic este liber şi poate fi folosit pentru convorbiri cu aparate telefonice B.L.

În ambele variante, soluţia adoptată pentru telecomandă şi telesemnalizare se bazează pe utilizarea selectoarelor pas cu pas de tip telefonic, montate la staţia centrală de comandă *S.C.C.* şi la staţia comandată *S.C.*, prin care se realizează multiplicarea în timp a operaţiunilor arătate. Dacă n este numărul poziţiilor selectoarelor folosite, se pot executa $3\ (n-1)$ operaţiuni, deoarece pe fiecare poziţie se fac trei operaţiuni simultane şi o poziţie este de repaus. Avansul selectoarelor se face prin impulsuri de tensiune continuă, de polarităţi diferite, folosindu-se pămîntul drept conductor de închiderea circuitului.

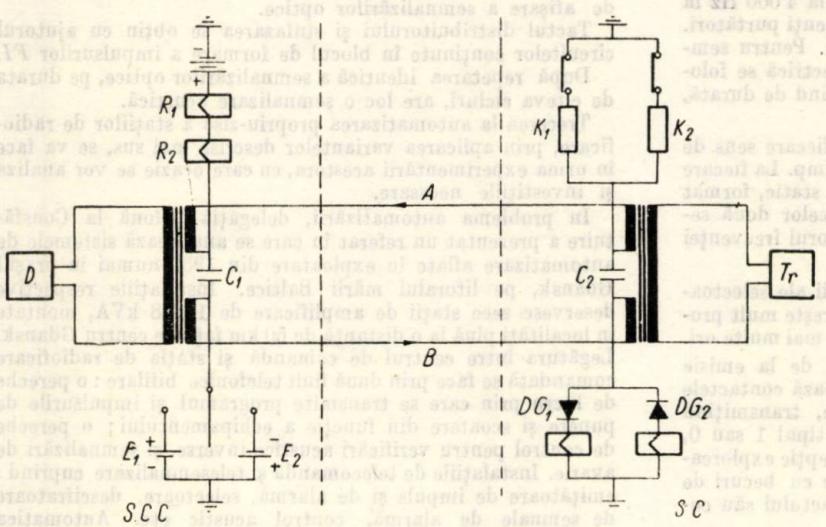


Fig. 4. *Schemă electrică de principiu pentru o telecomandă, o telesemnalizare şi control acustic pe circuitul fizic AB de la transformatorul de ieşire Tr la difuzorul D*

Sistemele de automatizare arătate funcţionează de cinci, şase ani şi din statistici reiese că aparatura prezintă siguranţă suficientă în exploatare. Posibilitatea apariţiei unor comenzi false, ca urmare a unor tensiuni străine ce s-ar ivi pe circuit, este aproape exclusă, deoarece selectoarele rămîn pe o poziţie de semnalizare după efectuarea comenzilor sau controalelor periodice.

Întreaga aparatură pentru automatizare a fost concepută şi realizată de un colectiv format din ingineri şi tehnicieni din Direcţia regională P.T.T.R. Bucureşti şi a fost aplicată la staţiile de radioficare din oraşul Bucureşti. Extinderea şi la alte centre de radioficare nu a fost posibilă datorită faptului că

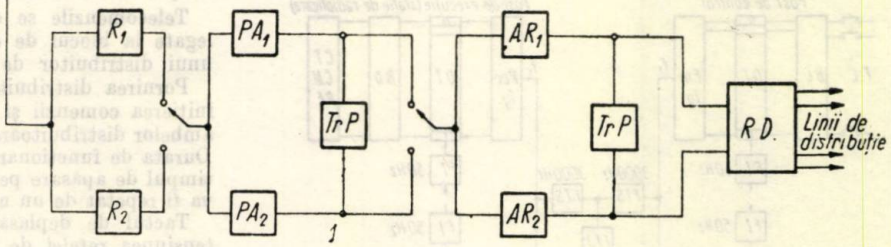


Fig. 5. *Schema-bloc a unei staţii de radioficare cu rezervare automată*:
R – receptor; *PA* – preamplificator; *Tr. P* – traductor de pană; *AR* – amplificator de radioficare; *RD* – ramă de distribuţie

dispozitivele de automatizare, fiind specifice, nu au putut fi asimilate în procesul tehnologic de către uzinele din ţară, nefiind economic.

În cursul anului 1963 s-a analizat, împreună cu Institutul de proiectări şi automatizare (I.P.A.) Bucureşti, adaptarea pentru staţiile de radioficare a unor dispozitive de automatizare care se folosesc şi în alte sectoare. Noile instalaţii, realizate după proiectele I.P.A., vor elimina o serie de dezavantaje ale automatizării folosite pînă în prezent la staţiile de radioficare şi anume: utilizarea de relee clasice, circuite de legătură multiple etc., înlocuindu-le cu blocuri unitare bazate pe semiconductoare şi pe dispozitive de comutaţie statică (relee fără contact).

Studiul întocmit de I.P.A. pentru soluţia de perspectivă a automatizării radioficării prevede realizarea programului de lucru al unei staţii de radioficare, fără ca aceasta să fie deservită local cu personal. Se propun două scheme: una pentru staţiile care funcţionează în localităţile urbane şi alta pentru staţiile care lucrează în localităţi rurale. În cazul localităţilor urbane, unde pot exista mai multe staţii de radioficare, situate în diferite puncte, se va adopta schema de telecomandă şi telesupraveghere a acestora de la o staţie centrală. Pentru celelalte, pornirea şi oprirea aparatajului se face prin intermediul unui receptor de veghe (receptoarele de veghe sînt acordate pe staţiile de radiodifuziune, intrarea în funcţie făcîndu-se la apariţia semnalului frecvenţei purtătoare, modulat cu un semnal special), iar telesupravegherea se face de la cel mai apropiat punct P.T.T. sau de la centre de radioficare raionale.

Aparatajul de radioficare dintr-o staţie automatizată constă din două lanţuri identice (fig. 5), formate din radioreceptoare preamplificatoare şi amplificatoare de putere, precum şi dintr-o ramă de distribuţie. Pentru o eficienţă tehnico-economică sporită, această rezervare poate fi activă, prin alegerea corespunzătoare a puterii aparaturii.

Automatica locală la o staţie de radioficare îndeplineşte operaţiuni legate de funcţionarea lanţului de amplificare printre care sînt şi următoarele:

– succesiunea temporizată, automată a operaţiilor de pornire, care se realizează cu dispozitive tranzistorizate şi circuite R.C. pentru cuplarea în trepte a redresoarelor;

– comutarea automată pe rezervă în caz de defecţiune, care se realizează cu traductoare funcţionînd pe principiul comparării la ieşire a celor două semnale identice date de amplificatorul în lucru şi de cel în rezervă activă; (în cazul

întreruperii semnalului dat pe unul din amplificatoare, semnalul rămas dă comenzile necesare);

— deconectarea automată a alimentării în caz de creşt re a temperaturii din staţii peste 70 °C, care se realizează cu traductoare de incendiu de tipul cunoscut, cu fuzibil.

Funcţionarea dispozitivelor din automatica locală se bazează pe semiconductoare, mărindu-se astfel siguranţa comutărilor şi a telesemnalizărilor respective.

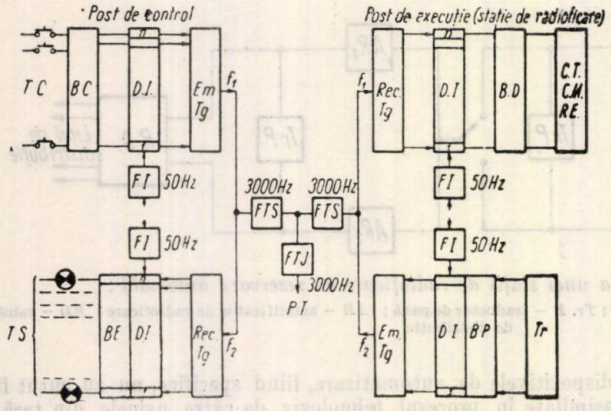


Fig. 6. *Schema-bloc a instalaţiei de telemecanică (telecomandă şi telesemnalizare).*

Aparatura de telemecanică cuprinde dispozitivele de telecomenzi şi telesemnalizări, prin care se realizează, la cerere, operaţii de pornire, oprire, comutări, ascultări asupra lanţului de amplificare precum şi semnalizări pentru confirmarea comenzilor şi pentru cazul de avarie.

Echipamentul de telemecanică este în esenţă o aparatură ciclică în impulsuri, alcătuită din blocuri identice, tranzistorizate.

Legătura fizică între punctul de comandă şi cel comandat (staţia de radioficare) se face printr-un singur circuit telefonic, folosind canalul 3 000 ... 4 000 Hz, separat prin filtre de canalul telefonic din bază, pentru a evita deranjarea transmisiilor pe bază şi pentru a lăsa liberă banda de la 4 000 Hz în sus, în care vor lucra sistemele telefonice cu curenţi purtători. Filtrele de linie asigură o protecţie de 6—7 N. Pentru semnalizările de incendiu şi de lipsă de energie electrică se foloseşte fantoma circuitului telefonic, semnalele fiind de durată, în curent continuu şi de polarităţi diferite.

Instalaţiile de telemecanică folosesc pentru fiecare sens de lucru un singur canal, care este multiplexat în timp. La fiecare din cele două terminale se află cîte un selector static, format din elemente binare tranzistorizate. Avansul celor două selectoare este comandat în mod sincron, cu ajutorul frecvenţei de 50 Hz, a reţelei de energie electrică.

Telecomanda se face prin combinaţii de poziţii ale selectoarelor sincrone, după un anumit cod, ceea ce măreşte mult protecţia la eroare. Mesajul codificat este repetat de mai multe ori.

Telesemnalizarea lucrează astfel: selectorul de la emisie (de la staţia de radioficare comandată) explorează contactele de semnalizare ale traductoarelor de poziţie, transmiţînd în linie semnale, cu deplasarea frecvenţei, de tipul 1 sau 0, respectiv $f_0 + \Delta f$ şi $f_0 - \Delta f$. Selectorul de la recepţie explorează o serie de dispozitive de memorie prevăzute cu becuri de semnalizare. Fiecare bec va reda situaţia contactului său corespondent de la celălalt terminal.

Funcţionarea în fază a celor două selectoare se asigură printr-un semnal periodic de durată. Parcurgerea ciclică are loc permanent, ceea ce este admisibil ţinînd seama de lipsa de uzură a selectoarelor şi memoriilor statice.

Soluţia constructivă cuprinde plăci cu circuite imprimate şi cu contacte multiple (module miniaturizate), astfel că, în caz de defecţiune, o placă defectă se poate înlocui operativ cu o placă de rezervă.

De asemenea utilizarea circuitelor statice reduce la minim problemele de întreţinere.

În figura 6 este arătată schema bloc a instalaţiei de telemecanică (telecomandă şi telesemnalizare).

Transmisia impulsurilor se face în bandă de 3 000...4 000 Hz astfel: telecomenzile prin canalul cu frecvenţă f_1, iar telesemnalizările prin canalul cu frecvenţa f_2.

Cuplarea la linia de comunicaţie se face prin filtre trece sus *F.T.S.*, iar postul telefonic este legat la linie printr-un filtru trece jos *F.T.J.*, astfel că diafonia canalelor de telemecanică asupra telefoniei este practic eliminată (atenuare 6...7 N).

Telecomenzile se dau prin butoanele de comandă *T.C.* legate la blocul de codificare *B.C.*, care acţionează asupra unui distribuitor de impulsuri *D.I.*

Pornirea distribuitoarelor de impulsuri se face numai la iniţierea comenzii şi este precedată de o aducere la zero a ambelor distribuitoare (de la posturile de control şi execuţie). Durata de funcţionare a acestor distribuitoare este egală cu timpul de apăsare pe butonul de comandă, astfel că mesajul va fi repetat de un număr nedefinit de ori.

Tactul de deplasare a distribuitorului este furnizat de tensiunea reţelei de frecvenţă de 50 Hz, trecută printr-un circuit de formare a impulsurilor *FI.*

Impulsurile din distribuitorul de impulsuri *D.I.* vor modula emiţătorul telegrafic *Em. Tg.*

Recepţia telecomenzilor se face prin receptorul telegrafic *Rec. Tg.*, care comandă distribuitorul de impulsuri *D.I.* Acesta acţionează asupra unui bloc de decodificare *B.D.* Ieşirile se vor aplica circuitelor de temperizare *C.T.*, celor de memorie *C.M.*, şi celor de acţionare a releelor de execuţie *R.E.*, ansamblul de circuite reacţionînd numai la mesajele care se repetă identic de un anumit număr de ori.

Acţionarea se face cu memorarea ordinului după încetarea sa şi pînă la primirea ordinului de anulare.

Telesemnalizările se fac de la contactele traductoarelor de semnalizare *Tr*, care sînt legate la blocul distribuitor de impulsuri *D.I.* prin intermediul blocului de circuite „poartă" *BP.*

La ieşirea distribuitorului vor rezulta o serie de impulsuri 0 şi *1* corespunzător stării „deschis" sau „închis" a fiecăruia din contactele de semnalizare, care vor modula emiţătorul telegrafic *Em. Tg.*

La recepţie, semnalele sînt demodulate de receptorul telegrafic *Rec. Tg.* şi aplicate la intrarea distribuitorului de impulsuri *D.I.* Ieşirile acestuia vor ataca blocul de execuţie *BE.* în care sînt cuprinse circuite de memorie de ciclu şi un bloc de afişare a semnalizărilor optice.

Tactul distribuitorului şi sinfazarea se obţin cu ajutorul circuitelor conţinute în blocul de formare a impulsurilor *FI.*

După repetarea identică a semnalizărilor optice, pe durata de cîteva cicluri, are loc o semnalizare acustică.

Trecerea la automatizarea propriu-zisă a staţiilor de radioficare, prin aplicarea variantelor descrise mai sus, se va face în urma experimentării acestora, cu care ocazie se vor analiza şi investiţiile necesare.

În problema automatizării, delegaţia polonă la Consfătuire a prezentat un referat în care se analizează sistemele de automatizare aflate în exploatare din 1951 numai în oraşul Gdansk, pe litoralul mării Baltice. Instalaţiile respective deservesc zece staţii de amplificare de 1...8 kVA, montate în localităţi pînă la o distanţă de 50 km faţă de centru Gdansk. Legătura între centrul de comandă şi staţia de radioficare comandată se face prin două linii telefonice bifilare: o pereche de lucru prin care se transmite programul şi impulsurile de punere şi scoatere din funcţie a echipamentului; o pereche de control pentru verificări acustice inverse şi semnalizări de avarie. Instalaţiile de telecomandă şi telesemnalizare cuprind: emiţătoare de impuls şi de alarmă, selectoare, descifratoare de semnale de alarmă, control acustic etc. Automatica locală permite ca prin telecomandă să se facă porniri, opriri, treceri pe rezervă a amplificatoarelor, precum şi trecerea de la recepţia programului central pe o recepţie locală de rezervă.

Pentru viitor se preconizează generalizarea încercărilor de la centrul Gdansk, precum şi perfecţionarea instalaţiilor folosite.

Delegaţia cehoslovacă a prezentat un referat cu privire la telecomanda şi automatizarea exploatării radioficării în R.S.C. Sistemele folosite cuprind aparataj de telecomandă şi de telesemnalizare pentru staţii îndepărtate deservite de la un centru dispecer şi aparataj pentru staţiile comasate din

orașele mici. Aplicarea teledeservirii necesită o automatică locală completă în ceea ce privește trecerea pe rezervă, blocaje, sisteme de alarmă etc. Puterea amplificatoarelor comandate este de 0,750 ; 1 ; 1,5 kVA, iar pentru stațiile comasate, de 0,250 kVA.

Pentru unitățile îndepărtate, operatorul dela centru dispecer poate comanda și controla 15 stații. Se transmit cinci telecomenzi și zece telesemnalizări inverse la fiecare stație comandată. În acest scop se folosesc cîte trei circuite telefonice în cablu independente și fantomele lor cu pămîntul. Multiplicarea posibilităților de legătură se realizează cu comenzi de polarități diferite, la tensiuni continui de 24 și de 42 V. Pentru transmiterea modulației se utilizează un circuit telefonic independent. Distanța maximă a unei legături depinde de rezistența buclei telefonice, care nu trebuie să depășească 2 × 500 Ω, iar rezistența de izolație trebuie să fie mai mare de 20 kΩ pentru asigurarea comenzilor în curent continuu.

Stațiile comasate se pornesc sau se opresc cu ajutorul unor semnale de IF de 80 kHz și 32 kHZ sau de JF cu un nivel de 0,1...1,55 V, care sînt redresate și comandă releelor de conectare sau deconectare. Controlul funcționării se face prin cîteva difuzoare montate în încăperile de serviciu (de exemplu : stația telefonică) sau la locuințele unor operatori din sector.

Delegația bulgară a prezentat automatizarea folosită la stațiile de radioficare din R.P.B. Aceasta se realizează cu semnale de înaltă frecvență care se transmit pe circuitul telefonic interurban o dată cu modulația (programul) pentru stația de radioficare respectivă. Controlul invers se face folosind alte frecvențe purtătoare. În acest fel, se deservesc de la o stație centrală maximum cinci stații de radioficare amplasate pînă la o distanță de 20 km (pe linii de OL de Ø = 3 mm), cu o bună stabilitate în funcționare.

Prin instalațiile de automatizare se pot realiza conectări, deconectări, semnalizări și ascultări inverse pe etaje și linii, măsurarea la distanță a impedanței liniilor, asigurarea contra incendiilor cu termocontactoare etc. În cazul apariției unor deranjamente se izolează numai stația defectă prin deconectarea ei și se semnalează invers.

În rezoluția adoptată privind aplicarea automatizării în radioficare, consfătuirea a remarcat valoarea mare a lucrărilor prezentate și necesitatea generalizării materialelor respective.

Activitatea de viitor în această problemă va trebui să urmărească introducerea pe scară largă a semiconductoarelor, tranzistoarelor, schemelor imprimate și micromodulelor în instalațiile de automatizare.

O altă problemă analizată în cadrul Consfătuirii a fost îmbunătățirea calității transmisiilor în radioficare.

Materialele prezentate s-au referit la indicii calitativi ai amplificatoarelor, la îmbunătățirea caracteristicilor de transmisie ale rețelei și la difuzoarele de radioficare.

Delegația R.S.C. a arătat în referatul său ce parametri electrici se propun pentru amplificatoarele de radioficare și ce verificări vor trebui făcute asupra lor la recepție și în exploatare. La amplificatoarele folosite în R.S.C. se urmărește obținerea unor parametri electrici ridicați, cu o stabilitate mare contra perturbațiilor și cu micșorarea dimensiunilor și greutății.

Aceste deziderate se realizează întrebuințînd tuburi și piese de calitate, montate să lucreze în scheme în contratimp cu etajul final în clasa B și folosind circuite imprimate și diode cu cuarț în etajele de preamplificare.

Utilizarea unui preamplificator limitator de calitate (puterea 4 VA, banda de lucru 30...12 000 Hz, caracteristica de frecvență ±1 dB, coeficient de distorsiuni 1%, zgomotul mai bun de 65 dB și timp de acționare a limitării de 0,5 m/sec) și aplicarea unei reacții negative globale de 20 dB a permis obținerea la amplificatoarele de 1kVA, echipate cu tuburi finale GU 80, unei benzi de lucru de 50...10 000 Hz, cu distorsiuni sub 2%, zgomot mai bun de 60 dB și variațiile tensiunii la ieșire < 1,5 dB.

Amplificatoarele sînt prevăzute cu protecție contra suprasarcinilor, cu semnalizarea deranjamentelor circuitelor de alimentare și a asimetriei căii de transmisie, precum și cu dispozitive de automatică locală pentru trecere pe rezervă, conectare, deconectare și semnalizare la distanță.

Rezoluția consfătuirii în problema indicilor calitativi ai amplificatoarelor ține seamă de faptul că actualmente se mai execută încă de către țările membre O.I.R.T. lucrări de cercetare pentru îmbunătățirea acestora, în special acționînd asupra etajelor finale.

Ținînd seama de părerile și lucrările tuturor administrațiilor în această problemă, R.P.P. va elabora pînă la ședința următoare un proiect de recomandare în care să se prevadă indici calitativi și metode de verificare a amplificatoarelor, care vor sta la baza redactării unor norme unice, valabile pentru toate statele membre O.I.R.T.

În legătură cu îmbunătățirea caracteristicilor de transmisie pe rețeaua de radioficare, delegația țării noastre a prezentat un referat cu lucrările efectuate în acest sens în orașul București.

Plecînd de la necesitatea realizării unei caracteristici de frecvență globală cît mai liniară, s-au analizat elementele care influențează transmisia. Frecvențele joase care intervin, în special la programele vorbite, nu sînt redate bine de către difuzoarele de radioficare, care introduc în plus și o atenuare mare pe linii, datorită impedanței lor mici la aceste frecvențe. Totodată, transmiterea programului de la o stație centrală la stațiile de amplificare prin rețeaua de cabluri telefonice urbane, cum este cazul în orașul București, are o atenuare mare la frecvențele înalte, datorită impedanței capacitive a cablului.

Prin accentuarea frecvențelor înalte se realizează o inteligibilitate mai bună a programelor vorbite și se uniformizează caracteristica de frecvență.

Acestea au fost posibile prin folosirea unui amplificator de 5 W montat la stația centrală, care are o accentuare a frecvențelor înalte de circa 10 dB față de 1 000 Hz și un circuit de corecție pentru conectarea la liniile de transmisie. Circuitul de corecție se compune dintr-un egalizor și un dipol care compensează componenta capacitivă a liniilor, pentru ca egalizorul să lucreze pe o rezistență ohmică la toate frecvențele. Ca efect, în urma măsurătorilor executate, a rezultat o abatere unică de 2 dB în banda de frecvențe 70...10 000 Hz. În caz de nevoie caracteristica se poate modifica după felul programului transmis, acționîndu-se asupra elementelor variabile din amplificatorul de program de 5 W din stația centrală.

În legătură cu ridicarea calității transmisiilor de radioficare, delegația U.R.S.S. a prezentat un referat privind metodele folosite la descoperirea deranjamentelor în rețelele de radioficare, documentația completă urmînd să fie transmisă tuturor administrațiilor.

În problema difuzoarelor de radioficare delegația cehoslovacă a analizat în referatul său tipurile de difuzoare de radioficare fabricate în R.S.C., care au următoarele caracteristici :

	Difuzor mare	Difuzor mare	Difuzor de masă
— Puterea	0,3—0,5 VA	0,3 VA	0,35 VA
— Tensiunea nominală de alimentare	30 V	30 V	30 V
— Gama de frecvențe	50-10 000 Hz	100—10 000 Hz	150—15 000 Hz
— Neuniformizarea caracteristicii	± 8 dB	± 9 dB	±8 dB
— Presiunea acustică medie	87 dB	87 dB	82 dB
— Impedanța de intrare la 1 000 Hz	2 800 Ω	2 800 Ω	2 400 Ω
— Potențiometrul de volum	reglabil în 11 trepte	reglabil în 11 trepte	reglabil în 11 trepte
— Volumul	20 dm³	15 dm³	
— Caseta	lemn	polistiren bachelită	

În construcţia difuzoarelor sînt folosite aceleaşi tipuri de piese, pentru a reduce la minimum sortimentele de piese de schimb şi tehnologia de fabricaţie. Difuzoarele folosite în cea mai mare măsură sînt de tipul eliptic cu magneţi Alnico.

Din anul 1963 se utilizează pentru casetele mari difuzoare eliptice (255×160 mm) de calitate superioară, cu magneţi din ferită orientată. Aceste difuzoare au o caracteristică de frecvenţă foarte uniformă.

Uzinele Electronica din R.P.R., prin delegaţii săi, au prezentat cele trei tipuri de difuzoare de radioficare executate în uzină, care au următoarele caracteristici :

	Difuzor popular	Difuzor de radioficare	Difuzor naval
— Puterea	0,25 VA	0,25 VA	1/0,5/0,25 VA
— Tensiunea nominală de alimentare	30 V	30 V	30 V
— Gama de frecvenţe	200—10 000 Hz	250—6 000 Hz	200—11 000 Hz
— Neuniformitatea caracteristicii	± 10 dB	± 10 dB	±10 dB
— Presiunea acustică medie/min	76 dB	76 dB	85 dB la 1 VA
— Impedanţa de intrare	3 600 Ω	3 600 Ω	0,9/1,8/3,6kΩ
— Potenţiometru de volum	liniar de 100 kΩ	liniar de 100 Ω	reglabil în cinci trepte
— Volumul	3 dm³	7,5 dm³	3 dm³
— Caseta	polistiren	placaj furniruit	relon alb
— Difuzor	eliptic	circular	eliptic
— Gabarite	220/100/185 mm	274/138/230 mm	220/100/165 mm
— Schema	figura 7	figura 7	figura 8

Magneţii utilizaţi sînt ceramici, din ferită de bariu izotropi sau anizotropi şi metalici Al Ni, de formă inelară.

Difuzorul de radioficare naval (fig. 8) are dublă comandă şi permite transmiterea unor comenzi speciale cu nivelul acustic ridicat, independent de poziţia cursorului la comutatorul de volum.

Pentru instalaţii de sonorizare în cinematografie, stadioane, expoziţii etc., se fabrică difuzorul de 12,5 VA, superior prin

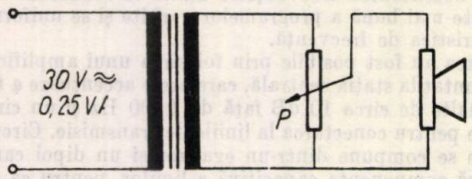


Fig. 7.

performanţele sale acustice (caracteristica şi frecvenţa de la 50...12 000 Hz cu ±9 dB).

Rezoluţia Consfătuirii în problema difuzoarelor de radioficare recomandă administraţiilor membre O.I.R.T. să contribuie cu noi materiale privind problema difuzoarelor.

O problemă importantă pentru transmiterile prin reţelele de radioficare a programelor o ridică introducerea şi dezvoltarea sistemului multiprogram.

În ţara noastră s-au făcut experimentări de transmiteri a două programe pe o reţea de radioficare cu trei conductoare. Sistemul a făcut obiectul unui articol publicat în revista „Telecomunicaţii" şi nu vom mai insista asupra lui.

La Consfătuirea grupei I de studii O.I.R.T. s-a prezentat, de către delegaţia sovietică, un referat din care reiese că s-a experimentat în U.R.S.S. transmiterea a trei programe pe o reţea de radioficare obişnuită. Un program este cel transmis în banda frecvenţelor joase, la un nivel ridicat, iar celelalte două programe sînt transmise prin două purtătoare cu frecvenţa 78 şi 120 kHz.

Legarea emiţătoarelor la reţeaua de transmisie, îmbunătăţirea condiţiilor de transmitere a frecvenţei înalte şi ocolirea transformatoarelor (la reţelele cu două sau trei trepte de tensiune) se face prin montarea unor filtre de construcţie specială. Din experimentările făcute a reieşit că nivelul semnalelor de înaltă frecvenţă transmis prin reţea nu trebuie să depăşească 90 V. Puterea emiţătoarelor se stabileşte în funcţie de numărul de circuite care trebuie deservit şi a caracteristicilor impedanţelor de intrare a acestora.

Circuitele prin care se transmit cele trei programe pot fi din oţel, cu lungimi pînă la 6 km, din bimetal sau cupru de circa 10 km, asigurîndu-se la capătul liniei un nivel minim de 0,25 V.

Transmiterea programelor pe circuite mai lungi este limitată de diafonia introdusă de programul de joasă frecvenţă, care după cum se ştie se face la un nivel ridicat. Diafonia de la canalul de joasă frecvenţă în canalele de înaltă frecvenţă nu este supărătoare, deoarece se realizează o atenuare a influenţei între canale de aproximativ —50 dB.

Cele două programe suplimentare sînt transmise cu purtătoare modulate în amplitudine. Calitatea programelor transmise încadrîndu-se în clasa a II-a, după normele sovietice VTU-526—58 ; banda de frecvenţă transmisă este între 100—6 000 Hz cu abatere mai mică de 6 dB, distorsiunile maxime în banda de 200—4 000 Hz nu depăşesc 3,6%, zgomotul de fond fiind mai mic de 50 dB.

Recepţionarea programelor de către abonat, poate fi făcută prin folosirea unor adaptoare care pot avea alimentare (active) sau fără alimentare (pasive).

Adaptoarele active, care conţin un detector, un amplificator şi un redresor sînt folosite pentru detectarea şi amplificarea programelor suplimentare transmise prin cele două frecvenţe purtătoare. La recepţionarea programului de joasă frecvenţă alimentarea adaptorului este deconectată deoarece acest program fiind transmis la un nivel ridicat nu are nevoie de amplificare.

Adaptoarele pasive conţin filtrele de adaptare şi detecţia. Nu conţin etaje de amplificare şi alimentare deoarece acestea

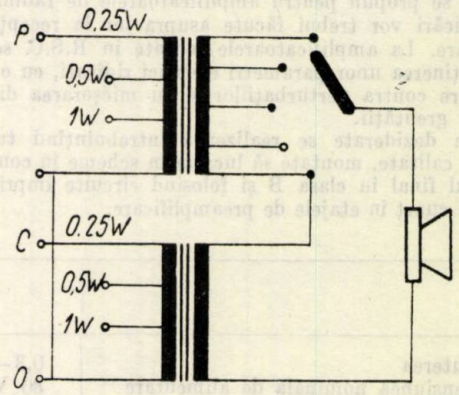


Fig. 8.

sînt folosite de la televizor, picup, radioreceptor (intrarea făcîndu-se la televizor şi radioreceptor la bornele de picup).

Reprezentanţii ţărilor participante la consfătuire au arătat prin referate atenţia care trebuie să fie acordată măsurilor de tehnică a securităţii la lucrul în instalaţiile de radioficare.

Delegația bulgară în expunerea făcută s-a ocupat de o serie de aspecte în legătură cu această problemă. În R.P.B. majoritatea liniilor de radioficare sînt construite pe stîlpi de energie electrică de 220 V.

În această situație circuitele de radioficare sînt tratate ca periculoase, chiar dacă tensiunea lor de lucru este de 30 V. S-a menționat că tensiunea de 60 V este considerată ca periculoasă.

Ca sisteme de protecție a liniilor și a echipamentului contra tensiunilor continui periculoase se folosesc eclatoare avînd un capăt legat la masă printr-o priză de pămînt cu rezistența de 50...200 Ω pentru trasee și sub 15 Ω pentru stații și substații de radioficare. La executarea rețelei de radioficare se respectă distanțele și unghiurile stabilite față de liniile de tensiune periculoasă, iar linia din punct de vedere mecanic este dimensionată corespunzător. În unele cazuri se utilizează conductoare izolate sau încrucișările se fac în cablu. Lucrările la o linie de radioficare se încep după deconectarea ei și punerea la masă a ambelor capete ale secțiunii în reparație.

Pentru securitatea instalațiilor de abonat se folosesc conductoare izolate și rezistențe limitatoare speciale care întrerup linia la o tensiune mai mare de 220 V. De asemenea se interzice utilizarea căștilor de telefon în locul difuzoarelor de radioficare.

La echipament protecția personalului se asigură prin dispozitive de blocare și deconectare automată pentru tensiuni mai mari de 500 V.

Delegația cehă a informat consfătuirea asupra măsurilor de protecție luate în rețeaua de radioficare proprie.

Astfel se consideră ca periculoase toate instalațiile electrice care au o tensiune mai mare de 50 V față de pămînt. În cazul unor instalații electrice independente folosite în comun, tensiunea cea mai mare dă gradul de periclitate pentru fiecare din ele. Curentul electric prin corpul omenesc nu este periculos dacă nu depășește 15 mA; pentru valori mai mari, de exemplu între 100 și 550 mA, instalațiile trebuie să declanșeze de la 3 sec la 0,1 sec pentru a evita accidentele.

Protecție fină în echipament și rețea se realizează cu protectoare cu gaz de tip 11 T N 40 care lucrează eficace la o tensiune mai mare de 400 V; protecția brută se face cu eclatoare care pentru o tensiune de lucru de 1 000 V au distanța între electrozi de 0,3 mm.

Rezistența prizei de pămînt trebuie să fie mai mică de 150 Ω pentru rețea și mai mică de 15 Ω pentru echipament.

Ca sisteme pentru protecție în porțiunile periculoase ale rețelei se folosesc diferite metode: mărirea secțiunii conductoarelor, izolarea lor, respectarea distanței pe verticală, dubla legătură, conductoare de protecție legate la pămînt între rețeaua de IT și cea de radioficare, trecerile în cablu, consolidarea liniei de IT.

În cazul traseelor folosite în comun, toate ramificațiile liniei respective de radioficare se consideră ca linii de energie electrică periculoase. Liniile de abonat nu se instalează pe suporți comuni cu energie electrică decît în cazuri deosebite și cu montarea unui transformator de izolare galvanică a instalației de abonat.

Delegația polonă a arătat cum sînt aplicate măsurile de protecție a muncii în rețelele de radioficare din R.P.P.

Dispozitivele folosite pentru protecția la supratensiuni și supracurenți sînt eclatoare cu vîrfuri (tip pieptene), cu distanță de 0,2—0,3 mm pentru interior, eclatoare cu distanță de 5...6 mm pentru exterior, protectoare cu gaz cu tensiune de lucru 600 Vef și siguranțe fuzibile. Ele se montează la rama de distribuție, pe fiecare linie care pleacă din stație, la stîlpul de ieșire sau la ieșirile în cablu, la antenele de recepție, la transformatoarele de abonat. Protecția liniilor aeriene față de descărcările atmosferice se face cu paratrăsnete care se montează în funcție de gradul de securitate și expunere al porțiunii respective. Scurgerea la pămînt se face printr-un conductor galvanizat OL Ø 4 mm legat la o priză de pămînt cu rezistență mai mică de 80...200 Ω, după natura solului. Distanța de eclatare între liniile de abonat și conductorul paratrăsnetului trebuie să fie de 5...6 mm. Pentru liniile de fider care au suporții instalați pe clădiri, în cazul cînd acestea nu au paratrăsnet, se montează un conductor în partea de sus a consolei de susținere, care se leagă la pămînt din 0,5 km în 0,5 km, de-a lungul liniei. În mediul rural protecția instalațiilor de abonat se face cu paratrăsnete de tip ușor (OL Ø 3,5 mm) fixate deasupra casei și coborîte pe perete la pămînt, față de care intrarea liniei de radioficare trebuie să aibă o distanță de 10 la 20 mm. Pentru a evita apariția tensiunilor periculoase se interzice intersectarea fiderilor de radioficare pînă la 360 V, cu liniile de energie electrică avînd tensiuni mai mari de 1 kV și chiar sub 1 kV pentru liniile de abonat.

Ca măsuri deosebite pentru intersecțiile periculoase sînt izolarea firelor, consolidarea liniei, folosirea unor fire de reazim (a firelor rupte) paralele cu linia de radioficare și legate la pămînt prin priză cu rezistență mai mică de 15 Ω, suspensie dublă a conductoarelor liniilor, respectarea gabaritelor etc. Pentru liniile de radioficare în cablu aerian sau îngropat trebuie păstrate anumite distanțe la încrucișările cu liniile electrice, în funcție de tensiunea acestora. Măsuri asemănătoare sînt prevăzute și pentru cazul apropierii traseelor respective.

Întreținerea sau repararea instalațiilor de radioficare clasificate ca periculoase se face prin deconectarea tensiunilor, lucrul în grup de cel puțin doi tehnicieni calificați, instalarea de platforme, folosirea mănușilor și a instrumentelor izolate etc. La echipament există dispozitive automate pentru blocaje și descărcarea condensatoarelor aplicate la tensiune de lucru mai mare de 500 V; se folosesc împrejmuiri metalice legate la pămînt împreună cu toate carcasele aparatajului, iar în jurul amplificatoarelor sînt puse covoare de cauciuc.

Delegația țării noastre a prezentat, de asemenea, un material referitor la măsurile de protecția muncii în rețelele de radioficare.

În funcție de gradul de periclitate dictat de tensiunea de serviciu pe circuitul respectiv se aplică și măsurile de tehnică a securității. Astfel, rețelele cu tensiuni de 480 V și 960 V sînt trecute în categoria liniilor de înaltă tensiune. Sînt construite pe trasee separate, iar în punctul de alimentare sînt prevăzute cu dispozitive de protecție, care acționează rapid la apariția unor defecte pe aceste linii, în care caz alimentarea este deconectată.

Circuitele de radioficare care lucrează la tensiuni mai mici (240 V și 30 V), folosind aceiași stîlpi cu energia electrică, prezintă un grad de periclitate ridicat.

În mod curent, cînd se lucrează la circuitele de radioficare, alimentarea lor este întreruptă, deoarece se consideră periculoasă tensiunea peste 40 V, și pericolul electrocutării liniorului este înlăturat.

Întrucît, în majoritatea cazurilor, stîlpii sînt folosiți în comun cu energia electrică, a fost necesar să se ia măsuri speciale de securitate la lucrul pe stîlp, la circuitele de radioficare, deoarece nu este posibil întotdeauna să fie întreruptă alimentarea consumatorilor de energie electrică.

Pentru aceasta s-a reglementat Standardul 831—62 care fixează dispunerea circuitelor pe stîlpi, distanțele minime între ele și unele indicații de exploatare comună.

În cazul liniilor de stîlpi folosiți în comun, radioficare și energie electrică de joasă tensiune, vor fi instalate în partea de sus a stîlpului circuitele de energie electrică, iar la 1,5 m pe verticală, mai jos, se montează circuitele de radioficare.

Accesul liniorului de la energia electrică, la circuitele ce le întreține, se face printre firele de radioficare adiacente stîlpului, asigurîndu-se în acest scop un spațiu de 80 cm.

Pe stîlpii folosiți în comun, liniorii de radioficare, în timpul lucrului, trebuie să aibă echipament de protecție (cisme de cauciuc, mănuși de cauciuc, scule cu mîner izolat, capul acoperit). Aceleași măsuri de protecție se aplică și atunci cînd se lucrează la circuite fixate pe stîlpi care nu sînt folosiți în comun, dar sînt plantați în zona de influență a liniilor de cale ferată electrificată.

Branșamentele de radioficare care sînt instalate în imediata vecinătate a racordurilor de energie electrică vor fi construite din conductoare izolate, dacă cele de energie nu sînt izolate și invers.

Pentru liniile de distribuție de radioficare, la ieșirea din stație, sînt prevăzute protecții împotriva supratensiunilor

prin utilizarea blocurilor parafulger cu cărbune şi protecţia împotriva suprasarcinilor prin siguranţe cu fir fuzibil. În plus, la fiecare transformator sînt prevăzute fuzibile şi protectoare cu gaz.

La fiderii magistrali (tensiune de lucru 480 V sau 960 V) se prevăd suspensii duble pe porţiunile care trec prin zone locuite sau acolo unde este necesar (traversări, capete de linii etc.).

Consfătuirea a tras concluzia că toate ţările participante aplică metode eficiente de protecţie, ele fiind diferite de la ţară la ţară, metodele putînd servi ca schimb de experienţă între administraţii.

Din rezoluţiile adoptate, la terminarea lucrărilor consfătuirii a reieşit că se merge pe linia dezvoltării instalaţiilor pentru radioficare şi a ridicării indicilor de calitate.

Ţării noastre îi revine sarcina rezolvării unor probleme cuprinse în rezoluţiile consfătuirii, care vor fi prezentate la termenele stabilite Centrului Tehnic OIRT.

Cu ocazia desfăşurării lucrărilor consfătuirii, participanţii, au făcut un interesant schimb de experienţă. S-au vizitat centre de radioficare din Capitală şi din ţară, cu care prilej delegaţiile străine au apreciat în mod pozitiv organizarea şi nivelul tehnic al acestora.

BIBLIOGRAFIE

[1] IPA: *Studiul tehnico-economic pentru alegerea soluţiilor de telemecanică şi definitivarea temei pentru aparatura de automatizare a staţiilor de radioficare*, proiect litografiat, MTTc, 1963.

[2] PETRARU, I. şi I. DINESCU: *Aparate şi Instalaţii de radioficare*, Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1963.

[3] *** *Documentele Consfătuirii grupei I de studii OIRT*, Bucureşti, martie, 1964.

Prof. ing. PAUL POSTELNICU

Corectarea distorsiunilor de atenuare a circuitelor în cablurile telefonice, într-o bandă de frecvenţă în care impedanţa caracteristică a liniei nu poate fi considerată constantă

Corectarea distorisiunilor de atenuare introduse de circuitele fizice (liniile) se face cu ajutorul egalizoarelor sau reţelelor corectoare.

În figura 1 este reprezentată o secţiune de amplificare în cazul repetoarelor pe patru fire. Egalizorul Q trebuie să corecteze distorsiunile de atenuare produse de secţiunea de linie L. Dacă notăm cu $a_l = \alpha\, l$ atenuarea secţiunii de linie L şi cu a_e atenuarea iterativă a egalizorului, condiţia de corectare a distorsiunilor de atenuare se scrie sub forma

$$a_l + a_e = \text{const.} \qquad (1)$$

în ipoteza că linia este terminată pe impedanţa sa caracteristică, egală cu impedanţa iterativă a egalizorului (avem adaptare). Egalizoarele obişnuite sînt cuadripoli cu impedanţele caracteristice egale (simetrici) şi constante sau cu impedanţa iterativă în sensul transmisiei constante. Notînd această impedanţă, văzută prin transformatorul de linie TL, cu R, rezultă că linia este închisă în capătul B cu rezistenţa R. Deci relaţia (1) poate fi aplicată în cazul cînd în banda de frecvenţă utilizată impedanţa caracteristică a liniei poate fi considerată cu suficientă aproximaţie constantă (egală cu R).

În cazul cînd nu avem îndeplinită această condiţie, relaţia de corectare a distorsiunilor nu mai este dată de expresia relativ simplă (1), ci rezultă din condiţia ca atenuarea compusă a cuadripolului cuprins între punctele $\triangle - C$ din figura 1 să fie constantă în banda de frecvenţă transmisă.

În figura 2 s-a reprezentat acest cuadripol, eliminîndu-se transformatorul de adaptare şi presupunînd cele două impedanţe terminale egale cu R (impedanţa iterativă a egalizorului). Prin aceasta se simplifică expresiile ce urmează a fi deduse, fără să se particularizeze problema.

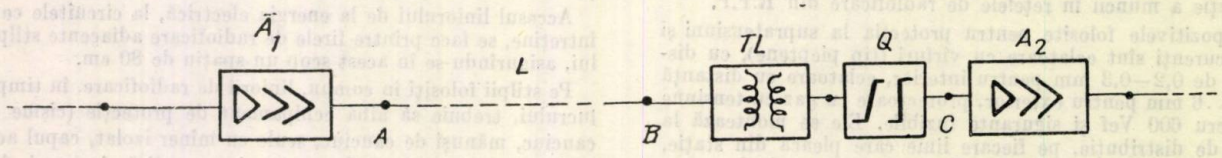


Fig. 1. *Secţiune de amplificare*

Dacă notăm cu P_0 puterea pe care generatorul de *fem* E o debitează pe o impedanţă

egală cu rezistența sa internă R și cu P_c puterea absorbită de rezistența R conectată la poarta C, atenuarea compusă a cuadripolului $A - C$ este dată de relația :

$$a_{ac} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_c} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_b} + \frac{1}{2} \ln \frac{P_b}{P_c} = a_c + a_e \quad (2)$$

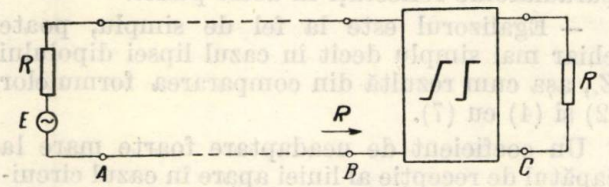


Fig. 2. *Circuitul echivalent al unei secții de amplificare*

în care :

P_b este puterea la poarta B a liniei ;
a_c — atenuarea compusă a liniei între impedanțele terminale R ;
a_e — atenuarea iterativă a egalizorului.

Condiția corectării distorsiunilor de atenuare este deci dată de relația :

$$a_c + a_e = \text{const.} \quad (3)$$

În cazul că atenuatea αl a liniei este suficient de mare, atenuarea sa compusă este dată de relația :

$$a_c = \alpha l + 2 \ln \left| \frac{R + Z_c}{2\sqrt{R Z_c}} \right| \quad (4)$$

sau

$$a_c = \alpha l + 2 \ln \left| \frac{1}{1 - p^2} \right|$$

în care Z_c este impedanța caracteristică și p coeficientul de neadaptare, definit prin formula :

$$p = \frac{R - Z_c}{R + Z_c}$$

Termenul al doilea din relația (4) reprezintă pierderile prin reflexiile la cele două extremi-

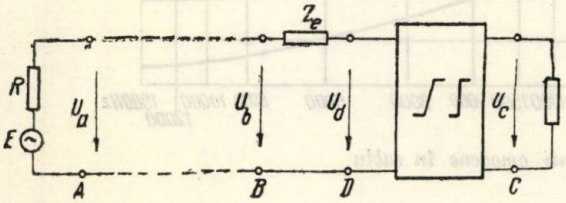


Fig. 3. *Secțiune de amplificare cu dipol adaptor de impedanță* (Z_e)

tăți ale liniei. În cazul cînd Z_c are variații relativ mari în banda transmisă, acest termen nu mai poate fi neglijat în calculul egalizorului, dacă se cere o corectare a atenuării cu toleranțe mici. Variațiile cu frecvența ale acestui termen sînt regulate și realizarea egalizorului nu prezintă dificultăți.

În cazul că linia este scurtă și coeficienții de neadaptare mari, astfel că nu se pot neglija pierderile prin reflexiile multiple la cele două capete ale liniei, atenuarea compusă are variații ondulatorii cu frecvența și nu se mai poate aplica în mod practic soluția de mai sus. În acest caz, este necesar să adaptăm linia la capătul de recepție B, pentru a evita reflexiile în acest capăt și deci și reflexiile multiple.

Această adaptare, în cazul liniilor omogene, se poate face așa cum se arată în figura 3, prin conectarea în serie pe linie, la capătul de recepție, a unui dipol Z_e, definit de relația :

$$Z_e + R = Z_c \quad (5)$$

După cum se știe, impedanța unei linii omogene poate fi simulată cu suficientă exactitate, cu excepția frecvențelor foarte joase (sub 50 Hz), printr-un dipol simplu denumit echilibror, avînd structura dată în figura 4.

Impedanța caracteristică a liniei la frecvențe foarte înalte este egală cu R_1, iar restul dipolului din figura 4 formează așa-numita impe-

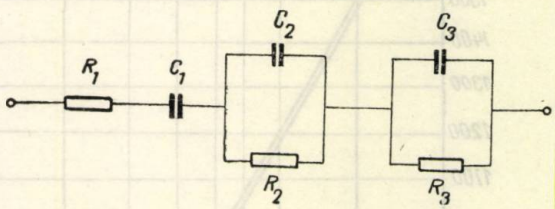


Fig. 4. *Echilibror de linie omogenă*

danță în exces, care este cu atît mai importantă cu cît frecvența este mai joasă.

Rezultă că impedanța dipolului Z_e este egală cu impedanța în exces a echilibrorului (sau a liniei).

Atenuarea compusă a cuadripolului $A - C$ din figura 3 este dată de relația :

$$a_{ac} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_o}{P_c} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_b} + \frac{1}{2} \ln \frac{P_b}{P_d} + \frac{1}{2} \ln \frac{P_e}{P_c}$$

în care :

$$\frac{1}{2} \ln \frac{P_o}{P_b} = \alpha l + \ln \left| \frac{R + Z_c}{2\sqrt{R \cdot Z_c}} \right|$$

$$\frac{1}{2} \ln \frac{P_d}{P_c} = a_e \quad (6)$$

$$\frac{1}{2} \ln \frac{P_b}{P_d} = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{U_b I_b}{U_d I_d} \right| = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{U_b}{U_d} \right| = \frac{2}{1} \cdot \ln \left| \frac{Z_c}{R} \right|$$

Rezultă :

$$a_{ac} = \alpha l + \ln \left| \frac{R + Z_c}{R} \right| + a_e \quad (7)$$

Formula (7) se poate obține și cu ajutorul relației :

$$a_{ac} = \ln \left| \frac{E}{2\,U_c} \right| .$$

dedusă din expresia generală a atenuării compuse.

Egalizorul trebuie astfel realizat ca să corecteze atît distorsiunile date de termenul $\alpha\ l$, cît și distrosiunile suplimentare introduse de termenul

$$\ln \left| \frac{R + Z_c}{R} \right| \qquad (8)$$

Dipolul Z_e se poate conecta fie înainte de transformatorul de linie $T\ L$ (fig. 1), în care caz trebuie montat echilibrat pe cele două fire sau la mijlocul înfășurării transformatorului, fie după transformatorul de linie, în care caz poate fi inclus în schema egalizorului.

Această soluție poate fi aplicată chiar în cazul unui coeficient de neadaptare relativ mic, la capătul B al liniei, de exemplu în cazul general, deoarece pentru impedanța terminală se admit abateri de la valoarea nominală care pot ajunge pînă la 10%.

— Prin închiderea liniei omogene în capătul de recepție cu impedanța sa caracteristică, se elimină reflexiile în acest punct și deci și telediafonia suplimentară datorită curenților de paradiafonie reflectați în acest punct.

— Egalizorul este la fel de simplu, poate chiar mai simplu decît în cazul lipsei dipolului Z_e, așa cum rezultă din compararea formulelor (2) și (4) cu (7).

Un coeficient de neadaptare foarte mare la capătul de recepție al liniei apare în cazul circuitelor pentru transmisiuni radiofonice de frecvență acustică.

În figura 5 este reprezentată diagrama impedanței caracteristice, $Z_c = R_c + j\,X_c$ a unei perechi în cablu omogen, cu izolație din styroflex, răsucire în stea, conductoare de cupru de 1,2 mm și capacitatea $C = 23{,}5$nF/km. Se vede că în banda de frecvență 50—15 000 Hz, necesară în cazul unui circuit pentru transmi-

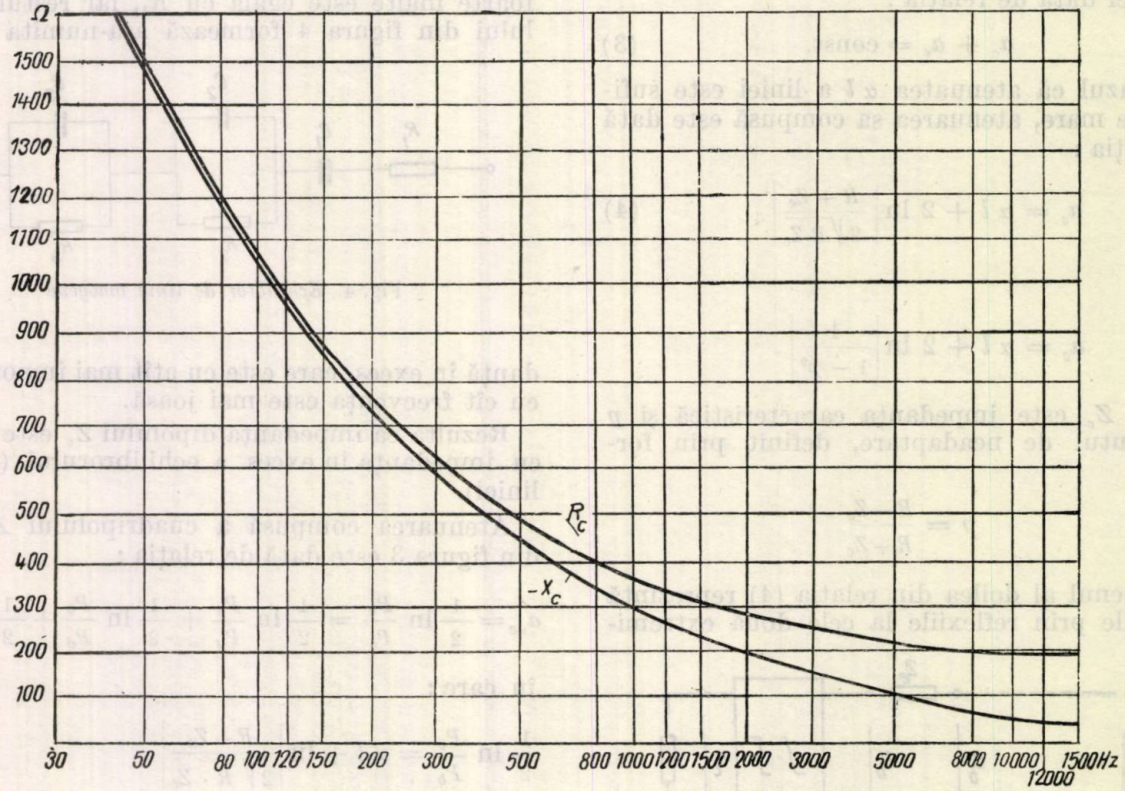


Fig. 5. *Impedanța caracteristică a unei linii omogene în cablu*

sistemelor de curenți purtători pe cabluri simetrice, deoarece prezintă următoarele avantaje :

— Dipolul de adaptare Z_c, este format în acest caz dintr-o rezistență în paralel cu o capacitate (numai R_2 și C_2 din fig. 4).

— Folosirea unui dipol de adaptare cu mai mult de două elemente nu este justificată, în siuni radiofonice de înaltă calitate, impedanța caracteristică variază ca modul aproape de 10 ori.

În figura 6 este reprezentată atenuarea unei secțiuni de amplificare în lungime de circa 22 km, pentru care s-a pus problema corectării distorsiunilor de atenuare.

Așa cum rezultă din relațiile (6) sau (8), atenuarea cuadripolului $A-C$ este egală cu atenuarea compusă a cuadripolului $A-D$ însumată cu atenuarea iterativă a egalizorului. Atenuarea compusă a cuadripolului $A-D$, de spre aceste frecvențe, ceea ce face ca și a_1 să crească foarte repede.

Pentru a obține o atenuare $a_l + a_E$, care să nu prezinte această creștere spre frecvențele joase, trebuie ca dipolul Z_e să prezinte și el o

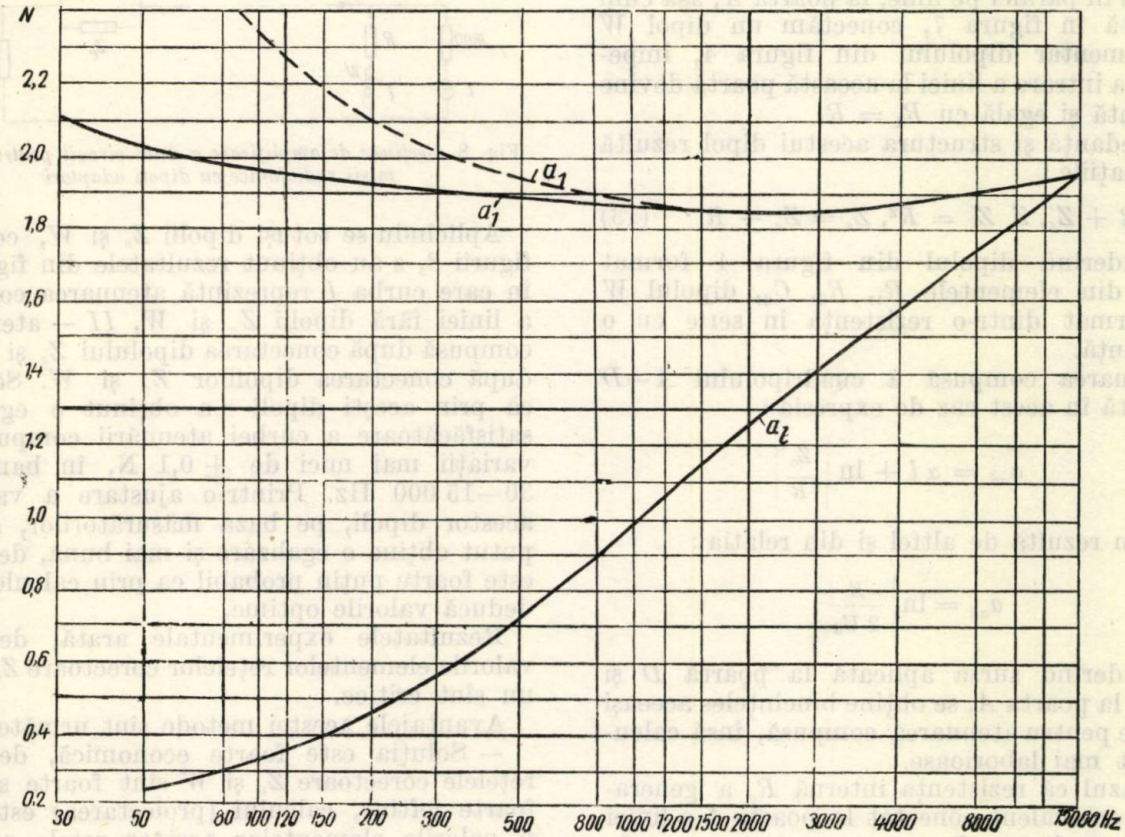


Fig. 6. *Efectul dipolului adaptor de impedanță asupra atenuării liniei* a_l *— atenuarea liniei* (αl); a_1, a'_1 *— atenuarea compusă a liniei, cuprinzînd dipolul adaptor*

asemenea, conform relațiilor (6) sau (8), este dată de expresia:

$$a_{ad} = \ln\left|\frac{E}{2U_d}\right| = \ln\left|\frac{E}{2U_a}\right| + \ln\left|\frac{U_a}{U_b}\right| + \ln\left|\frac{U_b}{U_d}\right| \qquad (9)$$

Cei trei termeni care ne dau atenuarea a_{ad} și pe care-i notăm cu a_z, a_l și a_E au valorile:

$$a_z = \ln\left|\frac{Z_c + R}{2Z_e}\right|, \quad a_l = \alpha l \qquad (10)$$

$$a_E = \ln\left|\frac{R+Z_e}{R}\right| = \ln\left|\frac{Z_c}{R}\right|$$

Cei doi termeni a_l și a_E au o variație cu frecvența inversă și în cazul menționat (l=22 km) suma lor, pe care o notăm cu a_1, are o variație mică, așa cum se arată în figura 6. Ca urmare a creșterii rapide a impedanței caracteristice Z_c, la frecvențele joase (sub 500 Hz), termenul a_e prezintă o creștere foarte mare creștere mai mică spre aceste frecvențe. În acest caz, dipolul Z_e poate fi realizat numai cu două elemente (R_2 și C_2, din fig. 4). Luînd $R_2 \simeq \simeq 1\,100\ \Omega$ și $C_2 = 0{,}4\ \mu$F s-a obținut curba a_1' din figura 6. Se observă că prin introducerea acestui dipol se corectează, în mare măsură, variația atenuării liniei a_l.

În cazul acesta, linia nu mai este perfect adaptată la capătul B și atenuarea compusă a cuadripolului $A-D$ este dată de expresia:

$$a_{ad} = \frac{1}{2}\ln\frac{P_0}{P_d} = \frac{1}{2}\ln\frac{P_0}{P_b} + \frac{1}{2}\ln\frac{P_b}{P_d} = a_{ab} + \frac{1}{2}\ln\left|\frac{R+Z_e}{R}\right| \qquad (11)$$

în care a_{ab} este atenuarea compusă a secțiunii de linie $A-B$. Întrucît în cazul considerat se pot neglija pierderile prin reflexii multiple, rezultă:

$$a_{ab} = \alpha l + \ln\left|\frac{R+Z_c}{2\sqrt{RZ_e}}\right| + \ln\left|\frac{Z_c + R + Z_e}{2\sqrt{Z_c(R+Z_e)}}\right| \qquad (12)$$

Variațiile cu frecvența ale ultimilor doi termeni pot fi corectate prin egalizor.

Termenul al doilea este mult mai important decît al treilea și pentru simplificarea egalizorului se poate proceda în modul următor.

Dacă în paralel pe linie, la poarta A, așa cum se arată în figura 7, conectăm un dipol W complementar dipolului din figura 4, impedanța la intrare a liniei la această poartă devine constantă și egală cu $R_1 = R$.

Impedanța și structura acestui dipol rezultă din relațiile:

$$W = R + Z'_e,\ Z_e Z'_e = R^2,\ Z_e = Z_c - R \qquad (13)$$

Considerînd dipolul din figura 4 format numai din elementele R_1, R_2, C_2, dipolul W este format dintr-o rezistență în serie cu o inductanță.

Atenuarea compusă a cuadripolului $A-D$ este dată în acest caz de expresia:

$$a_{ad} = \alpha l + \ln \left| \frac{Z_c}{R} \right|$$

așa cum rezultă de altfel și din relația:

$$a_{ad} = \ln \left| \frac{E}{2 U_d} \right|$$

Considerînd sursa aplicată la poarta D și sarcina la poarta A, se obține bineînțeles aceeași expresie pentru atenuarea compusă, însă calculele sînt mai laborioase.

În cazul că rezistența internă R_g a generatorului echivalent conectat la poarta A a liniei nu este egală cu R_1, vom avea atenuare de reflexie la această poartă:

$$a_2 = \ln \left| \frac{R_g + R_1}{2\sqrt{R_g R_1}} \right| \qquad (14)$$

care nu introduce distorsiuni. De asemenea, în expresia atenuării compuse a cuadripolului $A-D$ se adaugă termenul $1/2 \ln R_g/R_1$, care, de asemenea, nu introduce distorsiuni.

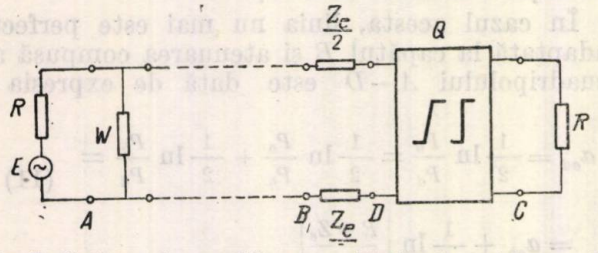


Fig. 7. *Secțiune de amplificare cu dipoli adaptori în sensul transmisiei (Z_e și W)*

Rezultă din cele arătate că, în cazul considerat al unei secțiuni de cablu în lungime de circa 22 km, prin conectarea dipolilor Z_e și W se obține o atenuare compusă a liniei între generator și receptor, fără egalizor (a cuadripolului AD), practic constantă.

Dipolii Z_e și W au fost calculați după datele din tabelă [1]. După instalarea secțiunii de cablu, s-a constatat că atenuarea diferă sensibil de aceea calculată pe baza tabelelor.

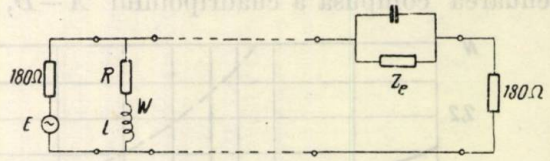


Fig. 8. *Secțiune de amplificare a unui circuit pentru transmisii radiofonice cu dipoli adaptori*

Aplicîndu-se totuși dipolii Z_e și W, conform figurii 8, s-au obținut rezultatele din figura 9, în care curba I reprezintă atenuarea compusă a liniei fără dipolii Z_e și W, II — atenuarea compusă după conectarea dipolului Z_e și III — după conectarea dipolilor Z_e și W. Se vede că prin acești dipoli s-a obținut o egalizare satisfăcătoare a curbei atenuării compuse, cu variații mai mici de $\pm$ 0,1 N, în banda de 30—15 000 Hz. Printr-o ajustare a valorilor acestor dipoli, pe baza măsurătorilor, s-ar fi putut obține o egalizare și mai bună, deoarece este foarte puțin probabil ca prin calcule să se deducă valorile optime.

Rezultatele experimentale arată, deci, că valorile elementelor rețelelor corectoare Z_e și W nu sînt critice.

Avantajele acestei metode sînt următoarele:

— Soluția este foarte economică, deoarece rețelele corectoare Z_e și W sînt foarte simple, foarte ieftine, calculul (proiectarea) este ușor și valorile elementelor acestor rețele nu sînt critice.

— Prin eliminarea reflexiilor la capătul de recepție al liniei se înlătură distorsiunile în formă de ondulații ale atenuării compuse, care nu pot fi practic corectate.

— În cazul că se modifică impedanța internă a generatorului echivalent conectat la originea liniei, nu se schimbă rețelele corectoare.

În cazul că prin dipolul Z_e nu se pot corecta dostorsiunile introduse de linie (prin termenul αl al atenuării compuse), trebuie să utilizăm și un egalizor, așa cum se arată în figura 7. Acest egalizor are o structură mai mult sau mai puțin complicată, în funcție de lungimea circuitului.

Este de observat că prin introducerea dipolului W se mărește coeficientul de neadaptare al liniei la extremitatea A. În lipsa dipolului W, acest coeficient are valoarea:

$$p'a = \frac{Z_c - R}{Z_c + R} = \frac{Z_e}{Z_c + R} \qquad (15)$$

După conectarea dipolului W, coeficientul de reflexie capătă expresia:

$$p''_a = \frac{Z_e}{Z_c} \qquad (16)$$

care se poate deduce ținînd seama de relațiile (13).

Prin această creștere a coeficientului de neadaptare se mărește telediafonia efectivă la frecvențele joase, rezultată din undele de paradiafonie reflectate în capătul A al liniei. În cazul circuitelor pentru transmisiuni radiofonice, de frecvență acustică, aceasta nu aduce o înrăutățire a calității transmisiei, deoarece atenuarea de paradiafonie crește repede spre frecvențele joase, la care, de altfel, se admite o atenuare telediafonică mai mare, ca urmare a sensibilității mai mici a urechii la aceste frecvențe.

Utilizarea dipolului corector W nu este indicată în cazul sistemelor de curenți purtători.

Soluția arătată mai sus poate fi aplicată și în cazul circuitelor pentru transmisii de radiodifuziune pe perechi în cablu pupinizat, curba impedanței acestora spre frecvențele joase avînd aceeași formă ca și în cazul liniilor omogene.

În cazul liniilor aeriene folosite ca bază pentru sistemele de curenți purtători, impedanța caracteristică este suficient de constantă în banda transmisă, pentru a nu mai fi nevoie de o corectare.

Dipolul W poate fi însă folosit în scopul adaptării filtrului de linie la linie, pentru a putea face posibilă construcția echilibroarelor asociate repetoarelor vocale [2], precum și pentru circuitele urbane. În cazul circuitelor telefonice pe linii omogene, cu repetoare vocale pe două fire, dipolul $Z_{\bar{e}}$, conectat la cele două extremități ale secțiunii de amplificare, poate aduce o îmbunătățire a funcționării echilibroarelor, ca urmare a eliminării reflexiilor.

Din cele de mai sus rezultă că neadaptările de impedanță care apar la extremitățile unei linii omogene, folosită unidirecțional într-o bandă largă de frecvențe, pot fi eliminate ușor prin dipoli corectori, de construcție simplă, care aduc în același timp o egalizare, într-o măsură mai mică sau mai mare a curbei atenuării compuse a circuitului.

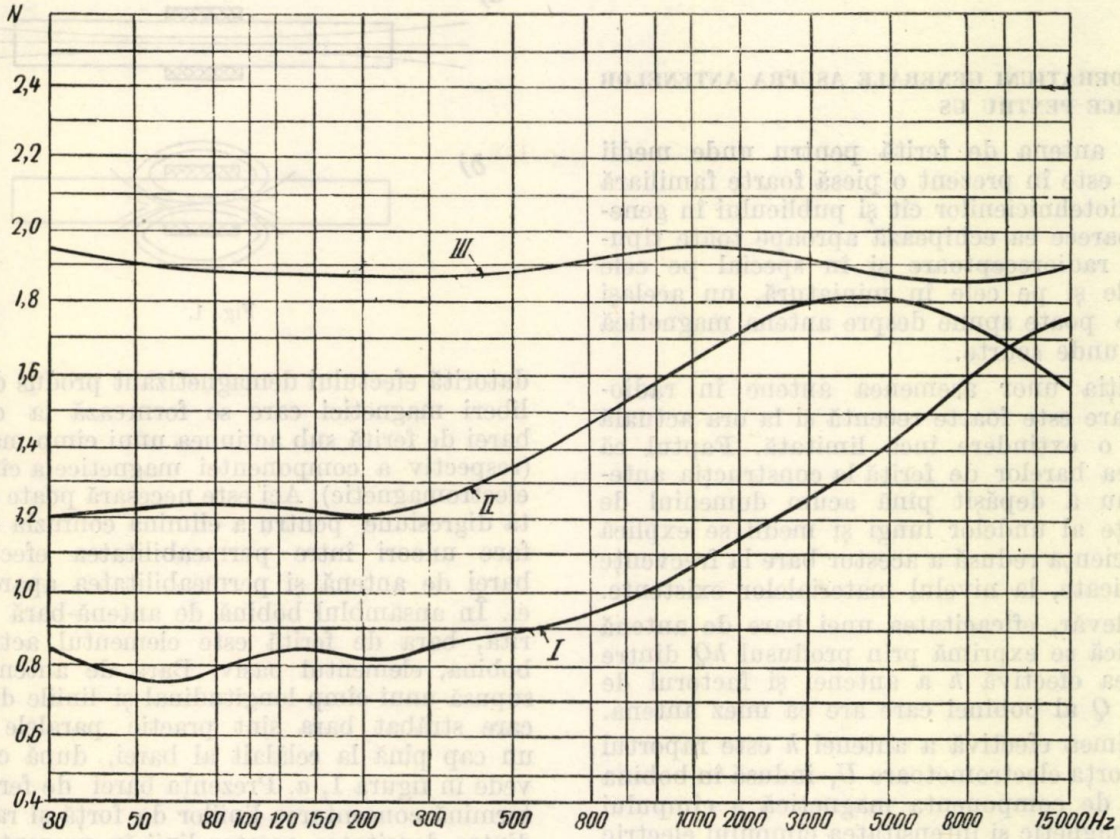


Fig. 9. *Efectul dipolilor adaptori aplicați unui circuit pentru transmisii radiofonice*:
I atenuarea compusă fără dipolii Z_e și W; II atenuarea compusă cu dipolul Z_e; III atenuarea compusă cu dipolii Z_e și W.

BIBLIOGRAFIE

[1] GUMELIA, A. N. și MALÎȘEV, V. Z. *Caracteristicile electrice ale liniilor de telecomunicații aeriene și în cablu.* București, Editura energetică de stat, 1954.

[2] POSTELNICU, P. *Metode economice pentru echilibrarea circuitelor telefonice prevăzute cu repetoare vocale*, Studii și Cercetări Energetice a Academiei R.P.R., an 2, 1952.

Ing. VALENTIN TANACH,
ing. LUCIA STĂNCIULEA,
fiz. ALEXANDRU FRIDMAN

Antene magnetice pentru unde scurte

1. CONSIDERAȚIUNI GENERALE ASUPRA ANTENELOR MAGNETICE PENTRU US

Dacă antena de ferită pentru unde medii și lungi este în prezent o piesă foarte familiară atît radiotehnicienilor cît și publicului în general, deoarece ea echipează aproape toate tipurile de radioreceptoare și în special pe cele portabile și pe cele în miniatură, nu același lucru se poate spune despre antena magnetică pentru unde scurte.

Apariția unor asemenea antene în radioreceptoare este foarte recentă și la ora actuală ele au o extindere încă limitată. Faptul că aplicarea barelor de ferită la construcția antenelor nu a depășit pînă acum domeniul de frecvențe al undelor lungi și medii se explică prin eficiența redusă a acestor bare la frecvențe mai ridicate, la nivelul materialelor existente.

În adevăr, eficacitatea unei bare de antenă magnetică se exprimă prin produsul hQ dintre înălțimea efectivă h a antenei și factorul de calitate Q al bobinei care are ca miez antena.

Înălțimea efectivă a antenei h este raportul dintre forța electromotoare U_i indusă în bobina antenei de componenta magnetică a cîmpului electromagnetic și intensitatea cîmpului electric al componentei electrice E a cîmpului electromagnetic:

$$h = \frac{U_i}{E} \qquad (1)$$

Se poate ușor calcula expresia lui h și se obține:

$$h = \mu_{ef} \frac{n}{60} d^2.f.10^{-4} \text{ (m)} \qquad (2)$$

unde:

μ_{ef} este permeabilitatea efectivă a barei de ferită;
n — numărul de spire al bobinei antenei;
d — diametrul barei de ferită în cm;
f — frecvența în MHz.

Factorul de calitate Q al bobinei antenei este o noțiune bine cunoscută și nu necesită explicații suplimentare. Se poate doar menționa că acest factor de calitate depinde atît de pierderile din miezul de ferită, în domeniul de frecvențe în care se aplică antena, cît și de construcția bobinei (diametru, conductor, lățimea de bobinare, carcasă etc.).

Se constată din relația (2) că înălțimea efectivă este direct proporțională cu permeabilitatea efectivă μ_{ef} a barei de ferită. Permeabilitatea μ_{ef} este mai mică decît permeabilitatea inițială μ_i a materialului în circuit magnetic închis (măsurată de exemplu pe un tor),

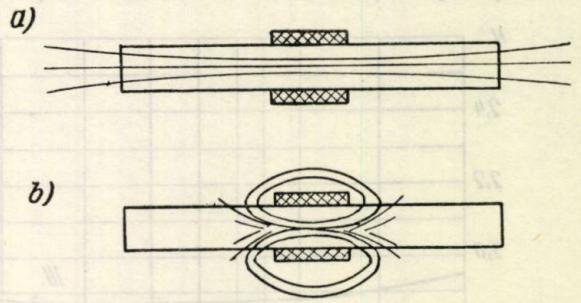


Fig. 1.

datorită efectului demagnetizant produs de polii liberi magnetici care se formează la capătul barei de ferită sub acțiunea unui cîmp magnetic (respectiv a componentei magnetice a cîmpului electromagnetic). Aci este necesară poate o scurtă digresiune pentru a elimina confuzia care se face uneori între permeabilitatea efectivă a barei de antenă și permeabilitatea aparentă a ei. În ansamblul bobină de antenă-bară de ferită, bara de ferită este elementul activ, iar bobina, elementul pasiv. Bara de antenă este supusă unui cîmp longitudinal și liniile de forță care străbat bara sînt practic paralele de la un cap pînă la celălalt al barei, după cum se vede în figura 1, *a*. Prezența barei de ferită determină concentarea liniilor de forță și raportul dintre densitatea acestor linii în prezența miezului și în absența lui este tocmai permeabilitatea efectivă μ_{ef}. Ceea ce se denumește uneori permeabilitatea aparentă μ_{ap} a barei de antenă este raportul dintre inductanța bobinei de antenă cu miez și a celei fără miez. În acest caz bobina este parcursă de curent și este element activ, iar miezul de ferită, ca element pasiv, are rolul de a concentra liniile de forță pe o parte a barei, după cum se vede în figura *1 b*. Evident funcționarea barei de ferită ca antenă corespunde situației din figura 1, *a*, și permeabilitatea efectivă μ_{ef} este unul din parametrii principali care determină eficacitatea antenei.

Permeabilitatea efectivă μ_{ef} depinde de permeabilitatea inițială μ_i a materialului și de dimensiunile barei, respectiv de raportul dintre lungime și diametrul ei (sau diametrul echivalent al secțiunii, dacă acesta are altă formă decît cea circulară).

O formulă empirică de calcul a permeabilității efective este [1]:

$$\mu_{ef} = \frac{\mu_i}{1 + 0{,}84 \left(\frac{d}{l}\right)^{1{,}7} (\mu_i - 1)} \qquad (3)$$

unde :

d este diametrul barei,

l — lungimea barei,

care se determină din diagrame, ca cele expuse în figura 2 [2].

Se constată că la permeabilităţi iniţiale mici corespund şi permeabilităţi efective mici, chiar

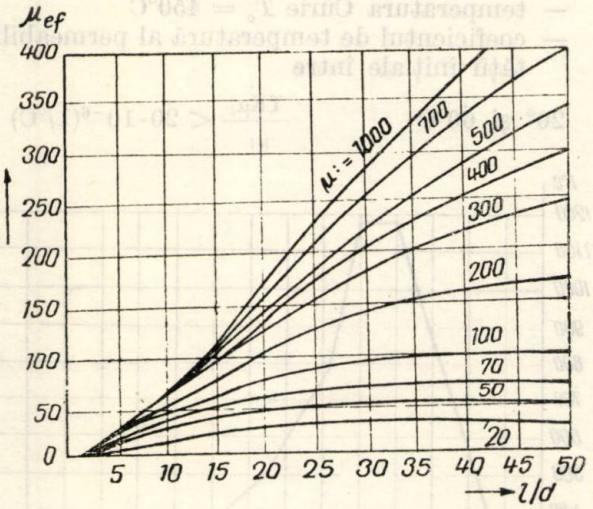


Fig. 2.

la raporturi mari între lungime şi diametrul barei. Ori, pentru a obţine factori de calitate satisfăcătoare la frecevenţe mai înalte, ferita utilizată trebuie să prezinte o permeabilitate iniţială mai scăzută. Dacă pentru domeniul undelor lungi şi medii, adică pînă al frecvenţa de 1,5 MHz, antenele de ferită, se realizează în mod satisfăcător din materiale cu $\mu_i = 200 \ldots 500$, pentru domeniul undelor scurte, deci pînă la frecvenţe de 20 MHz, ar trebui să se folosească materiale cu $\mu_i \sim 20$. Aceste materiale sînt indicate pentru alte utilizări în domeniul undelor scurte (miezuri pentru oscilatoare, modulatoare etc.), dar folosite ca bare de antene prezintă o permeabilitate efectivă şi, în consecinţă, o înălţime efectiv prea mică.

În consecinţă, fabricaţia radioreceptoarelor a păstrat pentru domeniul undelor scurte drept mijloc de captare a undelor electromagnetice, antena electrică, particularizată, în cazul radioreceptoarelor portabile, sub forma bine cunoscută a antenelor telescopice.

Realizarea unei antene magnetice pentru unde scurte impunea deci elaborarea unei ferite care, în condiţiile unei permeabilităţi iniţiale mai ridicate, să ofere factori de calitate cel puţin de aceeaşi valoare cu cei al feritelor clasice în domeniul de frecvenţă pînă la 20 — 25 MHz.

Acesta a constituit obiectivul cercetărilor întreprinse la I.C.P.E., obiectiv care a fost atins prin elaborarea unui material corespunzător, care a dat satisfacţie la aplicarea lui ca antenă magnetică de unde scurte, după cum se va arăta mai jos.

Antenele de unde scurte realizate prezintă avantajele generale ale antenelor magnetice şi anume :

— gabarit redus ;

— sensibilitate redusă la paraziţii de tip electrostatic (deci nivel general redus de paraziţi) ;

— posibilitatea de orientare. Antenele magnetice se orientează nu după semnalul maxim al postului recepţionat ci după semnalele minime ale posturilor perturbatoare, ceea ce duce la o selectivitate superioară în comparaţie cu antenele electrice.

În plus, eliminarea antenei telescopice la aparatele portabile duce la serioase economii, preţul unei antene magnetice fiind mult mai redus decît al antenei telescopice, fără să mai luăm în considerare eliminarea ancombramentului acestei antene.

Tendinţele de miniaturizare pretind realizarea unor componente cu eficacitate mare în volum redus. De aceea, am considerat că nu este suficientă caracterizarea unei antene magnetice prin produsul hQ, ci am introdus noţiunea de eficacitate specifică, raportînd produsul hQ la greutatea (respectiv volumul) barei de ferită.

Trebuie, de asemenea, menţionat că se pretinde ca eficacitate antenei, deci produsul hQ să fie pe cît posibil constant de-alungul întregului domeniu de frecvenţe de utilizare.

2. ALEGEREA MATERIALULUI

Utilizarea unui miez de ferită la frecvenţe ridicate este limitată de pierderile mari care apar în miez în apropierea frecvenţei de rezonanţă feromagnetică. Relaţia dintre frecvenţa de rezonanţă feromagnetică f_r şi permeabilitate iniţială a miezului μ_i este următoarea :

$$f_r(\mu_i - 1) = -\frac{4}{3} g \frac{e}{2mc} M_S \qquad (4)$$

unde :

M_S este magnetizarea la saturaţie ;

g — factorul giromagnetic ;

e, m — sarcina şi masa electronului ;

c — viteza luminii.

Aceasta presupune folosirea unor materiale cu μ_i redus la frecvenţe ridicate. Totuşi, este posibilă şi folosirea materialelor cu permeabilităţi relativ ridicate la frecvenţe înalte, cu condiţia ca spectrul de frecvenţe al componentei imaginare a permeabilităţii iniţiale μ'' (notînd $\mu = \mu' - j\mu''$) să prezinte un maxim îngust în regiunea rezonanţei feromagnetice, iar pînă la această frecvenţă valoarea lui μ'' să rămînă scăzută.

Asemenea caracteristici se obţin la ferite de tip perminvar, care au constituit în ultimii ani obiectul unei atenţii speciale a cercetătorilor şi inginerilor.

Principalele caracteristici ale feritelor perminvar sînt următoarele :

a. Permeabilitate constantă sau linearitatea curbei $B-H$, pînă la un cîmp critic H_p.

b. Cicluri de histerezis cu constricție, la cîmpuri mai mari de H_p.

Pierderile acestor ferite sînt foarte reduse, datorită ciclului îngust de histerezis și a rezistivității electrice ridicate ($\rho \sim 10^8\,\Omega$cm). Aceste caracteristici se asigură printr-o compoziție de ferită bogată în fier cu conținut de cobalt și mangan.

Frecvența de rezonanță feromagnetică — deci și pierderile corespunzătoare sînt — deplasate spre frecvențe mai mari față de feritele uzuale, din cauza existenței unei anizotropii uniaxe suplimentare. Între frecvența de rezonanță și cîmpul magnetic de anizotropie H_A există relația :

$$2\pi f_r = g \frac{e}{2mc} H_A \qquad (5)$$

unde : H_A este intensitatea cîmpului intern, echivalent anizotropiei.

Am ales o compoziție de ferită de nichel-zinc, cu adaosuri de cobalt și mangan, avînd formula :

$$(Ni,\ Zn)_{1-x}\,(Co,\ Mn)_x\ \ Fe_{>2}\ \ O_{<4}$$

Rolul cobaltului este de a stabiliza rețeaua cristalină a feritei, împiedicînd deplasările ireversibile ale pereților inter-domeniali, de a mări rezistivitatea feritei, reducînd curenții turbionari, și de a micșora dependența permeabilității de temperatură.

Existența oxigenului în exces determină o rețea spinelică cu defecte de cationi, condiție esențială pentru obținerea efectului perminvar.

3. LUCRĂRI EXPERIMENTALE

Cu excepția oxidului de cobalt care intră în cantități foarte mici în compoziție ($< 1\%$) și care se obține din import, toate materiile prime folosite sînt indigene : oxid de fier, carbonat de nichel, carbonat de mangan, oxid de zinc.

Materiile prime dozate în proporții corespunzătoare s-au amestecat umed și s-au supus unor operații succesive de calcinare și de măcinare. Din pulberea măcinată s-au presat miezuri în formă de tori pentru determinarea caracteristicilor intrinseci ale materialului. Din aceeași pulbere s-au executat bare de antenă, pline sau tubulare, de diferite lungimi, fie prin extrudere, fie printr-un nou procedeu de turnare sub presiune (injecție). Piesele crude, toruri sau bare, s-au supus tratamentului termic final la temperaturi pînă la 1200°C, aplicînd o răcire lentă controlată, indispensabilă imprimării caracterului de perminvar (fig. 3).

Pe torii tratați termic au fost determinate următoarele caracteristici :

— permeabilitatea inițială : $\mu_i = 90 \pm 20\%$ (Gs/Oe)
— factorul de calitate :
la $f = 10$ MHz $\quad Q > 250$
la $f = 25$ MHz $\quad Q > 45$
— factorul specific de pierderi :
la $f = 10$ MHz $\quad \operatorname{tg}\delta/\mu_i < 55 \cdot 10^{-6}$
la $f = 25$ MHz $\quad \operatorname{tg}\delta/\mu_i < 250 \cdot 10^{-6}$
— temperatura Curie $T_c = 450$°C
— coeficientul de temperatură al permeabilității inițiale între

20° și 60°C $\quad \dfrac{TK\mu_i}{\mu_i} < 20 \cdot 10^{-6}(1/°C)$

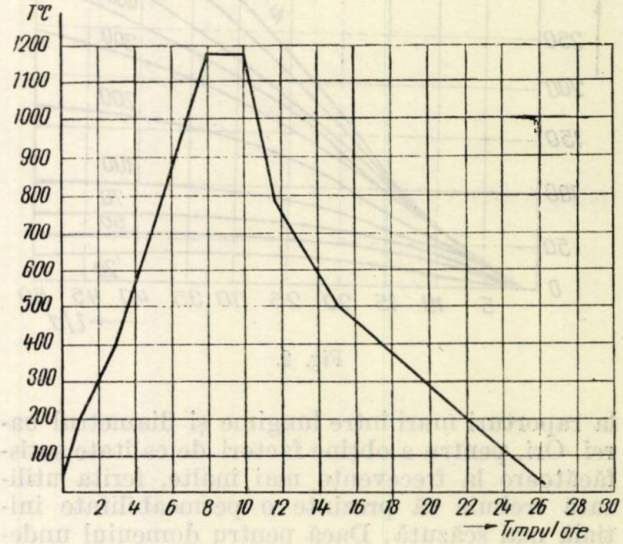


Fig. 3.

În figura 4 sînt prezentate curbe caracteristice ale materialului tratat la diverse temperaturi.

Au fost realizate bare de antene cu lungimi de 100, 140, 150, 180 mm, avînd secțiunea plină

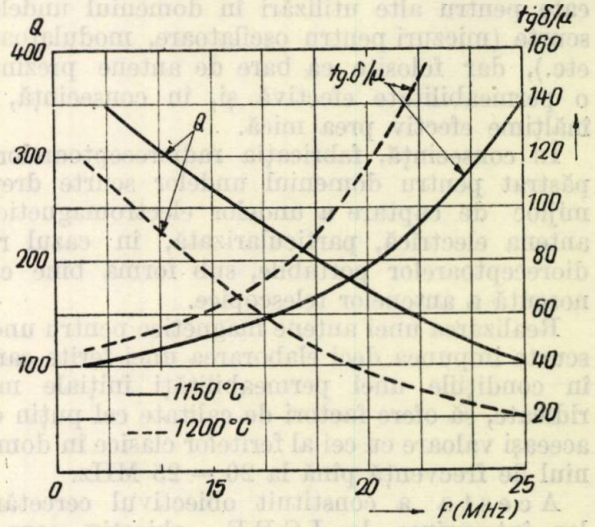


Fig. 4.

și tubulară. La creșterea lungimii barelor crește și înălțimea efectivă. De asemenea, forma secțiunii se resimte, în special, asupra înălțimii

efective. În cazul antenelor tubulare cu diametrul interior de 5,5 mm, înălțimea efectivă scade cu 10% pentru $l = 100$ mm și cu 20% la cele cu $l = 150$ mm. Diferența mare de greutate face însă ca produsul hQ/G să fie mai mare la antenele tubulare.

Caracteristicile antenelor realizate sînt următoarele:

Forma secțiunii antenei	circular plin		tubular	
diametrul exterior (mm)	10,5 ± 0,5		10 ± 0,5	
diametrul interior			6 ± 1	
Lungimea antenei (mm)	100	150	100	150
Factorul de calitate Q				
la $f = 8$ MHz	400	380	380	360
la $f = 18$ MHz	220	200	220	200
Înălținea efectivă h (mm/spiră)				
la $f = 8$ MHz	0,5	0,65	0,45	0,5
la $f = 18$ MHz	1,1	1,4	1	1,1
Eficacitate specifică $\frac{hQ}{G}$ (mm/spiră g)				
la $f = 8$ MHz	6	5	7,3	5,7
la $f = 18$ MHz	7,5	5,5	10,3	7,5

Antenele sînt sensibile la cîmpuri exterioare puternice, deoarece apar efecte ireversibile de dezordonare a aranjării ionilor. Aceasta provoacă o micșorare a cîmpului de anizotropie internă și o desfacere a ciclului de histerezis, deci o mărire a pierderilor.

Experimental, a fost constatată o scădere a factorului de calitate cu 20% la cîmpuri transversale de 150 Oe sau 15 Oe longitudinal, valori mari în raport cu cîmpurile normale de dispersie din aparate.

După un nou tratament termic la o temperatură superioară punctului Curie, urmat de o răcire lentă, piesele revin la caracteristicile inițiale.

4. CALCULUL UNEI ANTENE MAGNETICE DE US CU FERITĂ PERMINVAR

Prezentăm succint calculul unei antene magnetice de US realizată din ferită perminvar, elaborată în cadrul experimentărilor descrise mai sus.

Se consideră domeniul de frecvențe, $f = 5{,}8 \ldots 18$ MHz.

Capacitatea de acord, $C = 50 \ldots 500$ pF.

Corespunde o inductanță a bobinei de antenă, $L = 1{,}5$ μH.

Se alege o bară de antenă cu diametrul de 9 mm și lungimea de 140 mm. Cu o bobină cu $n_1 = 5$ spire așezată la 30 mm de capăt, se obține $L = 1{,}5$ μH.

La $f = 5{,}8$ MHz, factorul de calitate al bobinei cu bara de antenă este $Q_0 = 300$, ceea ce corespunde unei rezistențe în paralel $R_p = 16{,}4$ MΩ.

La $f = 18$ MHz, $Q_0 = 180$, $R_p = 30{,}5$ MΩ.

În condițiile folosirii unui tranzistor EFT-317 în etajul schimbător, acesta prezintă o rezistență a circuitului de intrare $R_S = 1{,}5$ kΩ la 6 MHz și $R_S = 0{,}22$ kΩ la 18 MHz. În condițiile de adaptare a circuitului de cuplaj cu bobina de antenă [3], raportul de transformare n între numărul de spire ale circuitului de cuplaj secundar n_2 și numărul de spire ale bobinei de antenă primare n_1 este:

$$n = \sqrt{\frac{R_S}{R_p}} \qquad (6)$$

Rezultă că pentru $f = 5{,}8$ MHz $n = 0{,}29$ și că pentru $f = 18$ MHz $n = 0{,}23$. Se alege $n = 0{,}2$, lucrînd puțin la subadaptare, ceea ce este convenabil, după cum se va arăta într-un articol viitor.

În aceste condiții $n_2 = 1$ spiră și se obține un factor de calitate în sarcină $Q_S = 180$ la 5,8 MHz și $Q_S = 90$ la 18 MHz.

Pentru a calcula atenuările frecvențelor-imagine se folosește relația:

$$P_{im} \cong 20 \lg \beta Q_S \qquad (7)$$

unde:

$$\beta = \frac{f_{im}}{f} - \frac{f}{f_{im}}$$

(f_{im} = frecvență-imagine, f = frecvența de lucru); considerînd frecvența intermediară $f_i = 455$ kHz, atunci $f_{im} = f + 2f_i = f + 910$ kHz și avem:

— pentru $f = 6$ MHz $\beta = 0{,}281$;
— pentru $f = 20$ MHz $\beta = 0{,}09$.

Introducînd pentru Q_S valorile aproximativ egale cu cele găsite la 5,8 MHz, respectiv 18 MHz, se obțin:

— pentru $f = 6$ MHz $P_{im} = 34{,}1$ dB;
— pentru $f = 20$ MHz $P_{im} = 18{,}2$ dB.

Aceste valori sînt mult mai ridicate decît cele indicate în mod obișnuit în literatură.

Tensiunea din circuitul de intrare U_2 (la bornele bobinei de cuplaj) se obține din relația:

$$U_2 = EQ_S h n \qquad (8)$$

unde:

E este intensitatea cîmpului electric echivalent cîmpului magnetic aplicat antenei;
h — înălțimea efectivă a antenei.

Rezultatele calculului tensiunii U_2, pentru $E = 100$ μV/m, apar în tabela de mai jos:

f MHz	Q_S	h mm/spiră	h mm ($n_1 = 5$ spire)	$Q_S h n$ m	U_2 μV ($E = 100$ μV/m)
5,8	180	0,32	1,6	0,0575	5,75
18	90	1	5	0,090	9

O creştere a tensiunii U_2 se poate obţine la creşterea înălţimii efective h a antenei. Această înălţime efectivă poate creşte — de exemplu — cu 80%, dacă se folosesc bare de 250 mm lungime în loc de 140 mm.

5. CONCLUZII

Antenele magnetice de unde scurte realizate din ferită perminvar prezintă performanţe care le fac comparabile cu antenele electrice. Aceste performanţe au fost posibile numai datorită calităţilor superioare ale acestor noi tipuri de ferită şi anume : pierderi mici la frecvenţe ridicate, în condiţiile unei permeabilităţi relativ mari.

Comparîndu-le cu antenele magnetice pentru US comercializate de Cofelec (Franţa), realizate dintr-un material cu aceeaşi permeabilitate, rezultă că antenele care constituie obiectul prezentei lucrări, au un factor de calitate cu 50% mai ridicat ($Q > 200$ la Cofelec şi $Q > 300$ la antenele realizate în I.C.P.E.).

Ţinînd seama şi de celelalte calităţi (ancombrament redus, orientare, preţ redus), utilizarea pe scară largă a acestor tipuri de antene în construcţia radioreceptoarelor moderne merită a fi luată în consideraţie.

Autorii ţin să mulţumească pe această cale Ing. B. David (I.C.P.E.) pentru importanta contribuţie adusă la realizarea prin extrudere a antenelor şi Ing. B. Marcus (I.C.P.E.) pentru discuţiile utile avute.

BIBLIOGRAFIE

[1] HOMICI, V. I. *Antene de recepţie din ferite.* Moscova — Leningrad, Gosenergoizdat, 1960.

[2] TANACH, V. *Noi materiale magnetice.* IDT. Bucureşti, 1958.

[3] STATNIC, *E. Radioreceptoare.* Cap. 6 din „Circuite cu tranzistoare în telecomunicaţii". Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

Ing. EREMIA MIHĂILESCU

Radioreceptorul S 641 T „Moriţa T4"

Este radioreceptorul popular tranzistorizat de tip staţionar, care continuă în reţeaua comercială, la un nivel mai ridicat, seria de radioreceptoare tip „Moriţa", într-o prezentare complet diferită (fig. 1).

Cu o sensibilitate mărită, cu o audiţie mult îmbunătăţită fiind prevăzut şi cu reglaj de ton, radioreceptorul S641T este un aparat simplu şi ieftin, care alături de radioreceptorul „Delta" va satisface mai complet exigenţele crescînde ale cumpărătorilor, în special penrtu localităţile şi locuinţele fără racord de energie electrică.

Comparat cu alte radioreceptoare staţionare tranzistorizate, produse la nivelul tehnicii mondiale, noul radioreceptor prezintă performanţe electroacustice similare, ceea ce ne îndreptăţeşte să credem că va găsi o largă apreciere şi răspîndire în rîndurile amatorilor de radio.

Particularităţi constructive

Faţă de radioreceptoarele tip „Moriţa", fabricate în anii 1962—1963, noul radioreceptor are un gabarit redus, fiind cu aproximativ 30% mai scund şi mai puţin adînc. Aceste modificări de gabarit aduc aspectul aparatului la linia modernă, fără însă să înrăutăţească performanţele electroacustice.

Toate comenzile sînt grupate în partea dreaptă a aparatului şi sînt efectuate prin patru butoane, iar scala este asimetrică, ea ocupînd partea stîngă a aparatului, spre deosebire de tipul „Moriţa" la care pornirea, oprirea şi schimbarea gamelor se face printr-un comutator claviatură (trei clape) dispus la mijlocul aparatului, iar comenzile pentru acord şi volum sînt dispuse simetric, încadrînd scala între ele.

Radioreceptorul S641T are în partea din faţă o mască de polistiren transparent care acoperă printr-un grilaj şi zona în care este situat difuzorul.

Pentru comutarea gamelor de undă este prevăzut cu un comutator rotativ simplu, cu două poziţii.

Fondul scară este confecţionat din foaie de PVC fildeş, sistemul de scară este cu translaţie, folosindu-se un ac indicator metalic, iar diviziunile scării sînt realizate în basorelief.

Este prevăzut cu un potenţiometru ton control pe care este montat şi întrerupătorul alimentării.

Din punct de vedere electric, radioreceptorul S641T se axează pe schema şi unele subansambluri constructive ale radioreceptorului „Turist", pentru care există blocuri funcţionale normalizate. Performanţele electroacustice ale noului receptor sînt similare cu cele ale radioreceptorului „Turist".

Folosirea unor piese de calitate superioară a îmbunătăţit considerabil calitatea audiţiei, aducînd receptorul S641T peste nivelul receptoarelor tip „Moriţa". Ceea ce a contribuit

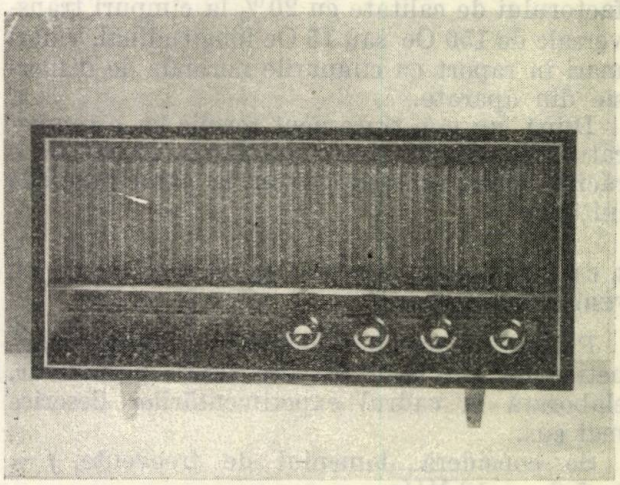


Fig. 1. *Radioreceptorul S 641 T*

la îmbunătăţirea apreciabilă a fidelităţii şi nivelului sonor a fost folosirea unui difuzor cu magnet ticonal de calitate superioară.

Descrierea sumară a radioreceptorului

Montaj tip superheterodină, cu cablaj imprimat, echipat cu şapte tranzistoare şi o diodă cu germaniu, funcţionînd pe două game de undă (UM şi UL). Aparatul este de tip staţionar, putînd să funcţioneze în condiţii satisfăcătoare între +5 şi +45°C.

Pentru captarea semnalelor se foloseşte o antenă interioară din ferită, care prezintă un important efect directiv. Se poate folosi şi o antenă exterioară, aparatul fiind prevăzut cu o bornă specială în acest scop. Folosirea unei antene exterioare permite o audiţie satisfăcătoare (fără fluierături şi blocarea audiţiei).

Este prezentat într-o casetă din lemn furniruit, lustruit oglindă, completată în faţă cu o mască transparentă din polistiren, care-i dă o linie modernă, simplă şi elegantă.

Alimentarea aparatului se face numai de la baterii şi anume de la şase elemente cilindrice de cîte 1,5 V fiecare, legate în serie şi montate în interior. Cele şase elemente asigură funcţionarea normală a radioreceptorului timp de aproximativ 200 ore (utilizare intermitentă).

Examinînd schema de principiu a aparatului (fig. 2), se observă următoarele :

Circuitul de intrare poate funcţiona fie cu antenă exterioară, fie cu antenă interioară cu miez din ferită.

Etajul convertor este echipat cu tranzistorul EFT 307 (T_1).

Frecvenţa intermediară de lucru este de 480 kHz, de aceea în etajul convertor şi etajele FI s-au ales tranzistoare care să aibă frecvenţa de tăiere mult mai mare decît frecvenţa de lucru a etajelor şi anume : EFT 307 şi EFT 306 în montaj cu emitor la masă. Pentru funcţionarea stabilă a etajului convertor, funcţie de temperatură, s-a introdus o reacţie negativă în c.c., în care scop s-a pus în emitorul tranzistorului rezistenţa $R_4 = 2{,}2$ kΩ. În vederea asigurării unui RAS suplimentar s-a prevăzut în colectorul acestui tranzistor rezistenţa $R_3 = 470$ Ω. Tensiunea de alimentare a etajului convertor şi a etajelor FI este de aproximativ 8 V.

Amplificatorul de frecvenţă intermediară este constituit din două etaje care asigură o amplificare de circa 50 dB.

Etajul FI-1 este echipat cu tranzistorul EFT 307 (T_2) iar etajul FI-2 cu tranzistorul EFT 306 (T_3). În emitoarele celor două tranzistoare s-au introdus rezistenţele R_6 şi R_{11} de 1 kΩ, în scopul asigurării unei funcţionări stabile a etajelor, funcţie de temperatură. Aceste rezistenţe s-au decuplat prin condensatoarele C_{13} şi C_{17} de 50 nF pentru a împiedica apariţia unei reacţii negative ; condensatoarele de 50 nF prezintă la frecvenţa de 480 kHz o impedanţă foarte mică (circa 6 Ω). În colectorul tranzistorului EFT 307 s-a introdus o rezistenţă de filtraj $R_7 = 2{,}2$ kΩ, care este, de asemenea, decuplată prin condensatorul C_{14} de 50 nF.

Transformatoarele FI au numai cîte un circuit acordat, respectiv primarul, ceea ce face ca selectivitatea aparatului să fie mai slabă decît la tuburile electronice. De asemenea, lărgimea de bandă transmisă este mai redusă, banda de trecere mai neuniformă şi, ca urmare, fidelitatea electrică a aparatului nu este la nivelul aparatelor cu tuburi electronice.

Detecţia este realizată cu ajutorul unei diode cu germaniu EFD 107 (D_1).

Amplificatorul de audiofrecvenţă AF cuprinde trei etaje şi anume : un etaj preamplificator, un etaj amplificator defazor şi un etaj final.

Etajul preamplificator AF echipat cu tranzistorul EFT 351 (T_4), lucrînd în clasa A, furnizează puterea necesară pentru excitarea defazorului. Rezistenţa $R_{17} = 1$ kΩ stabilizează potenţialul emitorului la variaţii de temperatură, iar rezistenţa $R_{18} = 47$ Ω măreşte impedanţa de intrare a etajului şi culege totodată tensiunea de reacţie.

Etajul amplificator defazor, echipat cu tranzistor EFT 351 (T_5) în montaj cu emitorul la masă, lucrînd în clasa A, furnizează puterea necesară pentru excitarea etajului final. Rezistenţa $R_{22} = 470$ Ω stabilizează potenţialul emitorului la variaţiile de temperatură pentru a împiedica o reacţie locală ; această rezistenţă se decuplează cu condensatorul $C_{25} = 50$, μ F.

Etajul final este realizat cu două tranzistoare EFT 321 (T_6, T_7), care admit la 25°C o putere de disipaţie de 150 W. Etajul lucrează în contratimp clasa B, cu emitorul la masă. Rezistenţele R_{27} şi R_{28} de cîte 4,7 Ω au rolul de a stabiliza potenţialul emitorului la variaţiile de temperatură. Potenţialul bazelor este fixat la fiecare tranzistor prin cîte un divizor potenţiometric montat direct între plusul şi minusul bateriei de alimentare.

Reglajul automat al sensibilităţii (RAS) se realizează obişnuit ca la receptoarele cu tuburi electronice, aplicîndu-se la primul etaj FI (baza tranzistorului T_2) o tensiunea continuă pozitivă care este proporţională cu semnalul aplicat. Această tensiune se aplică prin rezistenţa $R_{10} = 10$ kΩ şi condensatorul de filtraj $C_{10} = 10$ μF.

În scopul reducerii distorsiunilor de nelinearitate, se realizează o reacţie negativă globală pe toate etajele de audiofrecvenţă. Tensiunea de reacţie negativă se aplică de la bornele difuzorului prin divizorul de tensiune $R_{29} = 10$ kΩ, $C_{26} = 500$ pF, $R_{18} = 47$ Ω la emitorul tranzistorului EFT 351 (T4).

Se remarcă în schema de principiu introducerea neutrodinării în etajele de frecvenţă intermediară pentru a se evita intrarea etajelor în oscilaţii. Această neutrodinare se realizează cu ajutorul condensatoarelor C_{11} (56 pF) şi C_{15} (33 pF).

De asemenea, se remarcă introducerea reglajului tonalităţii, care se realizează cu ajutorul potenţiometrului chimic R_{30} (5 kΩ) şi a condensatorului $C_{27} = 0{,}1$ μF.

Date tehnice

Gamele de undă :

— unde lungi : 150—260 kHz (2 000—1 150 m) ;
— unde medii : 525—1 500 kHz (550—200 m).

Frecvenţa intermediară : 480 kHz.

Sensibilitatea, măsurată prin antena de ferită, pentru o putere la ieşire de 50 mW :

— unde lungi : mai bună 2 mV/m ;
— unde medii : mai bună 1 mV/m.

Selectivitatea : Un semnal nedorit cu o frecvenţă diferită cu ±9 kHz de cea a semnalului recepţionat este atenuat cu cel puţin 16 dB.

Fidelitatea electrică la 1 000 kHz :

În banda de frecvenţe de la 200—2 500 Hz, variaţia nivelului de ieşire, faţă de nivelul de la 1 000 Hz. este de maximum 6 dB.

Raportul semnal/zgomot : măsurat la frecvenţa de 1 000 kHz, pentru un semnal de 1,6 mV/m, este de cel puţin 20 dB faţă de puterea standard de 50 mW.

Reglajul automat al sensibilităţii (RAS) :

Pentru o variaţie de 10 dB a semnalului la ieşire corespunde la intrare o variaţie de cel puţin 34 dB.

Puterea nominală la ieşire : Mai mare de 250 mW cu maximum 10% distorsiuni nelineare, măsurată pe o sarcină neinductivă de 20 Ω.

Consumul :

— pentru o audiţie normală este de aproximativ 35 mA ;
— în absenţa semnalului curentul este mai mic de 18 mA.

Difuzorul : Este circular, de 1 VA, permanent dinamic, cu magnet ticonal, cu impedanţa de 20 Ω.

Semiconductoare folosite :

Tranzistoare :

2 buc. EFT 307 — schimbător de frecvenţă şi amplificator FI.
1 buc. EFT 306 — amplificator FI
2 „ EFT 351 (352,353) — preamplificator audiofrecvenţă şi amplificator defazor
2 „ EFT 321 (322,323) — etaj final în contra timp cls. B

Diode :

1 buc EFD 107 (106,104) — detecţie

Dimensiunile casetei : 367 × 167 × 122 mm
Greutatea aparatului, inclusiv sursa de alimentare, este de 2,7 kg.

Lista materialelor electrice și a pieselor principale

(a se vedea schema de principiu din figura 2)

Rezistențe chimice

1. R_1, R_{15} — 22 kΩ ± 10% — 0,5 w
2. R_2, — 4,7 kΩ ± 10% — 0,5 w
3. R_3, R_{22} — 470 Ω ± 10% — 0,5 w
4. R_4, R_7, R_{12} — 2,2 kΩ ± 10% — 0,5 w
5. R_5, R_{14} — 120 kΩ ± 10% — 0,5 w
6. R_6, R_{11}, R_{17} — 1 kΩ ± 10% — 0,5 w

Condensatoare ajustabile

25. C_2 — C_{max} 20 pF (intrare UM)
26. C_7 — C_{max} 20 pF (oscilator UM)
27. C_9 — C_{max} 20 pF

Condensatoare cu hîrtie metalizată

28. C_5 — 20 nF ± 10% — 150 V
29. C_{25} — 500 pF ± 10% — 600 V

Condensatoare cu polistiren

30. C_8 — 240 pF ± 2,5% — 125 V
31. C_{28} — 1 000 pF ± 20% — 125 V

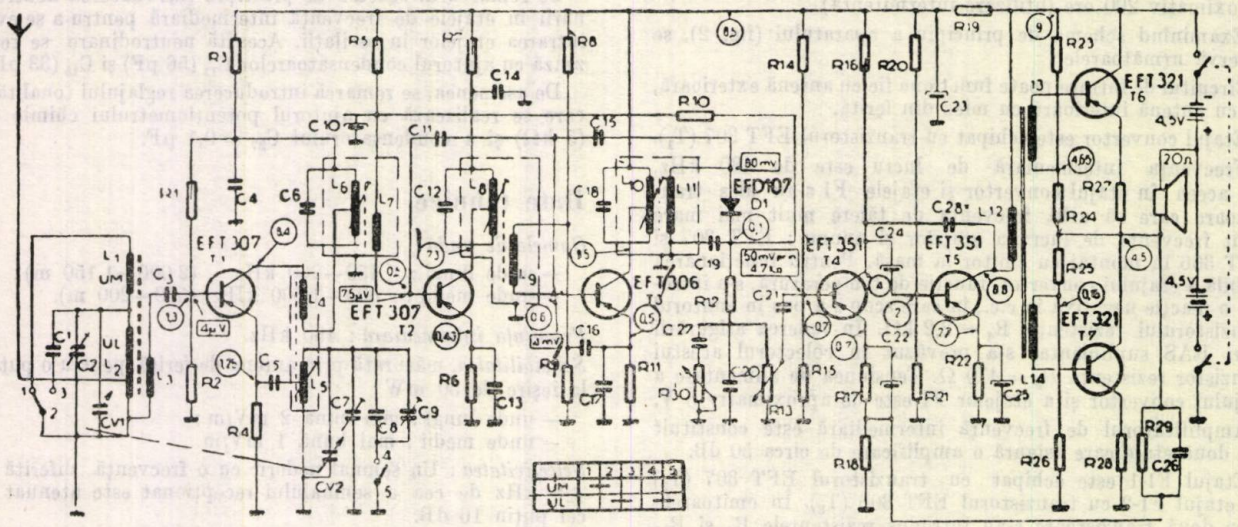


Fig. 2. Schema de principiu a radioreceptorului S641T.

7. R_8 — 39 kΩ ± 10% — 0,5 w
8. R_9 — 3,9 kΩ ± 10% — 0,5 w
9. R_{10}, R_{20}, R_{29} — 10 kΩ ± 10% — 0,5 w
10. R_{16}, R_{21} — 6,8 kΩ ± 10% — 0,5 w
11. R_{18} — 47 Ω ± 10% — 0,5 w
12. R_{19} — 150 Ω ± 10% — 0,5 w
13. R_{23}, R_{25} — 1,5 kΩ ± 10% — 0,5 w
14. R_{24}, R_{26} — 56 Ω ± 10% — 0,5 w
15. R_{27}, R_{28} — 4,7 Ω ± 10% — 0,5 w

Potențiometre chimice

16. R_{13} — 5 kΩ-logaritmic
17. R_{30} — 5 kΩ

Condensatoare ceramice

18. C_3, C_4, C_{13}, C_{14} C_{16}, C_{17}, C_{21} — 50 nF — 30 V
19. C_{11}, — 50 pF ± 5% — 500 V
20. C_{15} — 33 pF ± 5% — 500 V
21. C_{19}, C_{20} — 10 nF — 30 V
22. C_{27} — 0,1 μF

Condensatoare cu mică

23. C_1 — 88 pF ± 2%
24. C_6, C_{12}, C_{18} — 280 pF ± 2%

Condensatoare electrolitice

32. C_{10} — 10 μF — 6/8 V
33. C_{22} — 25 μF — 6/8 V
34. C_{23} — 200 μF — 12/15 V
35. C_{24} — 5 μF — 12/15 V
36. C_{25} — 50 μF — 12/15 V

Condensatoare variabile cu aer

37. $CV_1 + CV_2$ — 120 + 280 pF
38. T_1, T_2 tranzistor EFT — 307
39. T_3 tranzistor EFT — 306
40. T_4, T_5 tranzistor EFT — 351 (352, 353)
41. T_6, T_7 tranzistor EFT — 321 (322, 323)
42. D_1 diodă cu germaniu EFD 107 (106, 104)
43. P 31164 Bobină intrare UM
44. P 31163 Bobină intrare UL
45. P 31160, Ansamblu oscilator
46. P 31159, Ansamblu transformator FI — 1
47. P 31161. Ansamblu transformator FI — 2
48. P 31158. Ansamblu transformator FI — 3
49. P 31169, Transformator defazor
50. P 31130, Scară imprimată
51. Difuzor permanent dinamic, cu magnet ticonal, impedanța 20 Ω.

RECENZII

Ing. Anton Necşulea: **Electroacustica în sonorizare** Editura Tehnică, Bucureşti, 1963.

Acest volum apărut la Editura Tehnică, conţine, după cum arată autorul în prefaţă, justificarea teoretică a soluţiilor adoptate în acustica aplicată, adică în instalaţiile de sonorizare. În mare măsură, se poate spune că autorul şi-a realizat intenţia. Cartea este împărţită în 16 capitole, al căror conţinut va fi analizat în cele ce urmează.

Capitolul 1 conţine studiul sistemului mecanic cu un grad de libertate şi unele elemente de calcul operaţional şi de calcul cu numere complexe. Expunerea are un caracter conspectiv, indicîndu-se soluţiile diferitelor calcule.

Capitolul 2 conţine studiul undelor sonore în aer. Se tratează ecuaţia undelor, undele plane şi mărimile energetice ale unei unde. În conţinutul capitolului se găsesc cîteva impreciziuni. La pagina 37 se afirmă că ecuaţia undelor într-o dimensiune este valabilă cînd acţionează o singură cauză. La pagina 41 deducerea ecuaţiei undelor pentru viteză este valabilă numai în cazul rot $\bar{v} = 0$, fapt care nu este amintit. La pagina 45 explicaţia dată pentru descreşterea amplitudinii vitezei şi presiunii în cazul undelor sferice este formală, făcîndu-se abstracţie de principiul conservării energiei care explică dependenţa sus-amintită. La pagina 53 se afirmă că în cazul regimului de unde cvasistaţionare, amplitudinile măsurate apar ca redresate şi se dă graficul în figura 2.5 b. Se ştie din teoria liniilor că afirmaţia nu este adevărată.

În capitolul 3 sînt studiate problemele de radiaţia sunetului. Se definesc parametrii caracteristici ai unui sistem radiant pentru cazurile cele mai importante : surse punctiforme grupate, pistonul circular, megafonul etc. Sînt date polarele sistemelor sus-amintite.

Capitolul 4 conţine studiul analogiilor electroacustice şi a elementelor acustice. Sînt date regulile de analogii electroacustice. Sînt expuse expresii şi formule de calcul ale impedanţelor uzuale : pentru pistonul circular ecranat şi liber etc. Expunerea formulelor de calcul este foarte binevenită ele avînd o utilizare mare. Este de asemenea discutată aplicarea lor în cazuri practice.

Capitolul 5 conţine studiul traductoarelor electroacustice cu cîmp magnetic şi cu cîmp electric în variantele întîlnite în practică. Tratarea este făcută amplu folosindu-se tensiunile maxweliene. Acest studiu larg nu este totuşi concretizat prin ecuaţiile de funcţionare şi prin circuite echivalente pentru fiecare tip de traductor.

Capitolele 6 şi 7 tratează problemele de difuzoare şi condiţiile lor de utilizare. Sînt analizate construcţia şi funcţionarea deducîndu-se expresii utile pentru difuzoarele electrodinamice cu radiaţie directă, difuzoarele electrostatice şi pentru difuzoarele electrodinamice cu pîlnie. Pe larg sînt studiate cutiile pentru difuzoare—„incintele acustice"—cum le numeşte autorul, în variantele cutie închisă şi cutie „bas-reflex". Calculele sînt expuse pe larg şi permit o determinare a parametrilor pentru funcţionare optimă.

În *capitolul 8* sînt descrise tipurile de microfoane cele mai mult folosite în radiodifuziune.

Capitolul 9 tratează problemele de acustică fiziologică în mod clasic descriindu-se proprietăţile organului auditiv şi relaţiile între mărimile obiective şi cele subiective.

În *capitolul 10* sînt incluse problemele principale ale acusticii încăperilor şi se discută criteriile de calitate acustică a încăperilor.

Capitolele 11 şi 12 tratează problemele centrale ale cărţii : sonorizarea în încăperi închise şi în aer liber. Experienţa autorului în aceste probleme îşi spune cuvîntul în discutarea critică a diferitelor soluţii folosite în sonorizare cum sînt sistemele cu surse concentrate şi sistemele cu surse distribuite.

Capitolul 13 cuprinde tratarea problemelor legate de înregistrarea şi redarea sunetului mono şi stereofonic precum şi aparatura folosită. Părţile consacrate înregistrării pe disc şi stereofoniei sînt tratate mai bine.

În *capitolul 14* sînt prezentate în mare parte, schematic, măsurătorile obişnuite care se efectuează în electroacustică. Materialul prezentat are caracter informativ.

Capitolul 15 prezintă caracteristicile principale ale aparaturii electroacusticii moderne. Consultarea ei prezintă interes pentru cunoaşterea parametrilor aparaturii de studio.

În *capitolul 16* sînt prezentate realizările în domeniul electroacusticii în R.P.R. la care autorul a avut o contribuţie importantă.

În ansamblu cartea este scrisă clar, cu ponderi diferite pe capitole.

Printre capitolele cele mai reuşite menţionăm capitolele de sonorizări şi de incinte acustice. Cartea nu prezintă o introducere teoretică în electroacustică întrucît o parte din rezultate sînt date în formă finală, fără demonstraţie şi pentru că nu se indică reperul bibliografic la formule date în cuprinsul cărţii. Absenţa referinţelor pe subiecte concrete constituie o lipsă a cărţii. Pentru cei care cunosc bazele electroacusticii, cartea constituie o bună tratare a problemelor inginereşti de sonorizare, tratare cu soluţii practice verificate de experienţa autorului.

Capitolele consacrate difuzoarelor şi incintelor reprezintă o reuşită prezentare a realizărilor obţinute în acest domeniu de diferiţi cercetători.

Terminologia folosită de autor în cuprinsul cărţii este discutabilă întrucît se introduc unii termeni care nu sînt folosiţi în limba romînă şi nici nu aduc un element nou faţă de termenii existenţi. Se poate cita ca exemplu : coeficient de tranducţiune pentru factor de cuplaj electromecanic.

În concluzie, cartea inginerului A. Necşulea aduce o preţioasă contribuţie la literatura de electroacustică din ţara noastră prin problemele abordate şi se poate afirma că va reprezenta o bună călăuză în problemele de sonorizare.

Ing. D. STANOMIR

ŞTIRI DIN ÎNTREPRINDERI

● Mergînd continuu pe linia îmbunătăţirii calităţii produselor, inginerii, tehnicienii, şi muncitorii uzinelor Electronica au realizat un ansamblu bloc UUS cu cablaj imprimat.

Ansamblul bloc UUS cu cablaj imprimat este destinat pentru recepţia semnalelor cu modulaţie de frecvenţă. El este constituit din circuitul de intrare, amplificatorul de radiofrecvenţă, oscilatorul, schimbătorul de frecvenţă şi amplificatorul de frecvenţă intermediară.

Suportul pentru piese (condensatoare, rezistenţe, bobine) şi soclu îl constituie placa cu cablaj imprimat care se fixează pe şasiul blocului prin şuruburi.

Bobinele circuitului de intrare sînt realizate pe un circuit imprimat.

Dimensiunile ansamblului bloc UUS sînt de 112 × 97 × × 41 mm.

Ansamblul bloc UUS este ecranat, avînd o greutate de circa 200 g.

El poate recepţiona o gamă de unde cuprinsă între 4,61—4,1 m (65—73 MHz).

Sensibilitatea în antenă : intrarea pe o impedanţă nesimetrică de 75 Ω este mai bună de 50 V iar intrarea pe o impedanţă simetrică de 300 Ω este mai bună de 100 μV pentru 2 mV tensiune măsurată la ieşirea blocului, adică în secundarul transformatorului de frecvenţă intermediară terminat pe o sarcină formată dintr-o rezistenţă de 180 kΩ în paralel cu 20 pF (impedanţa de intrare a primului etaj amplificator

de frecvență intermediară din receptor, tubul considerat fiind ECH 81).

Selectivitatea: pentru un dezacord de ±300 kHz măsurat la 69 MHz corespunde o atenuare de 8 dB.

Atenuarea: la un dezacord de ±150 kHz măsurat la 69 MHz nu este mai mare de 3 dB.

Consumul ansamblului bloc UUS cu cablaj imprimat este de 2,7 VA (U = 6,3 V) în curent alternativ și aproximativ 2 W (Ea = 200 V) în curent continuu.

Realizarea ansamblului bloc UUS pe cablaj imprimat a făcut ca acesta să aibă o funcționare mai stabilă, să atingă performanțe mai ridicate și o mai mare robustețe în manipulare.

● Uzinele Electronica au produs un nou receptor de televiziune, televizorul VS43—631 „EE—43" de tip superheterodină, în montaj cu cale comună pentru semnalele de imagine și sunet (cu bătăi între purtătoare).

E-43 este un televizor de clasă medie și este destinat recepției a 12 canale de televiziune ale căror parametri de semnal să corespundă standardului O.I.R.T.

Televizorul este echipat cu 16 tuburi electronice și 4 diode semiconductoare (două diode cu seleniu și două diode cu germaniu). Deasemeni este prevăzut cu un tub cinescop cu unghiul de deflexie de 110°, aluminizat, cu diagonala de 43 cm și focalizare electrostatică și cu difuzor permanent dinamic ∅ 170 (1,5 VA — 3,5 Ω) care redă un spectru larg de frecvență.

Televizorul este realizat pe blocuri funcționale. Partea de video, sunet și baleiaj este realizată pe principiul cablajelor imprimate, asigurînd o mare stabilitate și robustețe în funcționare.

E—43 are o linie modernă și elegantă, fiind prezentat într-o casetă din placaj furniruit lustruit oglindă, cu performanțe acustice remarcabile, avînd dimensiunile aproximative 434 × 546 × 355 mm.

Noutatea pe care o aduce acest televizor, este asimetria lui, comenzile fiind scoase în față, lateral stînga și poziționate pe verticală și șasiul rabatabil în jurul unei axe verticale.

Televizorul este prevăzut cu un atenuator cu un raport de divizare a tensiunii egal cu 14. Deasemeni este anexat un adaptor de impedanță de 300 Ω la 75 Ω.

E—43 este prevăzut cu următoarele reglaje manuale: volum, ton, contrast, luminozitate, frecvența liniilor, frecvența cadrelor, liniaritate pe verticală, dimensiune pe verticală, dimensiune pe orizontală, reglaj manual al amplificării și acord fin sunet-imagine. Televizorul are o impedanță de intrare de 75Ω asimetrică.

Greutatea aproximativă a televizorului este de 28 kg.

● Proiectanții din cadrul grupei de electronică industrială de la uzinele Electronica au realizat un nou produs „magnetodiafluxul", care servește la tratamente medicale cu cîmp electromagnetic.

El se compune din trei părți:
— aparatul de redresare și comutare,
— măsuța aparatului.
— cadrul de magnetizare.

Condițiile de lucru:
— în spațiu închis,
— temperatura mediului ambiant 10—25°C,
— umiditatea relativă 65—85%.

Nu poate funcționa în atmosferă conținînd pulberi bune conducătoare de curent electric, pulberi sau gaze explozive, mediu coroziv și nu poate fi supus la intemperii.

Dimensiunile aparatului:
— aparatul redresor 560 × 400 × 260 mm,
— măsuța aparatului 540 × 450 × 700 mm,
— cadrele de magnetizare 1014 × 814 × 200 mm.

Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ de 50 Hz la 120 sau 220 V.

Puterea absorbită de la rețea 120 VA în gol și max. 380 VA în plină sarcină.

Tensiunea de alimentare a cadrelor este de un singur sens cu frecvențele de 50 Hz—30 V eficace (redresarea unei singure alternanțe) sau 100Hz—60V eficace (redresarea ambelor alternanțe) valorile fiind măsurate în sarcină.

Valoarea curentului redresat 0,65 A±15% la 50Hz și 1,3 A±15% la 100 Hz.

Aparatul permite efectuarea următoarelor tratamente:
— sedativ,
— ritmic,
— aritmic

durata tratamentului 1—15 minute.

Aparatul este prevăzut cu următoarele semnalizări:
— pentru indicarea frecvenței de funcționare,
— pentru inidcarea pauzei,
— pentru indicarea terminării tratamentului,
— pentru indicarea curentului de alimentare a cadrelor.

Aparatul este protejat contra pătrunderii corpurilor străine mai mari de 12,5 mm.

Legăturile pieselor componente se face cu jackuri și prize

Realizări ale Direcției Generale a Poștelor și Telecomunicațiilor

O nouă stație de televiziune

A fost dată în funcțiune o nouă stație de televiziune, în regiunea Hunedoara. Noua stație are o putere nominală de 5 kw. imagine, 1,5 kw. sunet și este dotată cu o antenă omnidirecțională de tip fluture cu 6 etaje. Atît emițătorul de imagine, cît și cel de sunet, sînt construite din cîte două blocuri lucrînd în paralel, așa încît orice defecțiune a echipamentului nu provoacă întreruperea emisiunii, ci doar reducerea puterii emise. Este a șasea stație de televiziune din țara noastră care funcționează după acest principiu modern (după stațiile Dobrogea, Iași, Banat, Cluj și Crișana).

Stația Hunedoara primește programul central de televiziune prin radioreleu, fiind situată de-a lungul traseului radioreleului magistral București—Timișoara. Ea este destinată regiunii Hunedoara, cu excepția raioanelor Brad și Petroșeni, care rămîn încă neacoperite.

Cu această stație, procentajul de populație care poate beneficia de emisiunile de televiziune, depășește 50%. Azi, dintre orașele peste 40.000 locuitori, unul singur nu este încă dotat cu emisiuni de televiziune: Tg. Mureș. Pînă la sfîrșitul anului va intra în funcțiune o nouă stație principală de televiziune, — Mureș —, care va umple și această lacună și va acoperi aproape tot podișul Transilvaniei.

Dezvoltarea rețelei de radiodifuziune sonoră internă

Dezvoltarea contemporană a radiodifuziunii sonore interne apelează aproape exclusiv la banda undelor metrice, care permit atingerea unei înalte fidelități acustice. Anul acesta a intrat în funcțiune un nou emițător pe unde metrice în regiunea Cluj. Ca și cele două emițătoare similare din București, care au fost descrise mai de mult în revistă, noul emițător are o putere de 4 kw. și este constituit din două blocuri debitînd în paralel pe o singură antenă și asigurînd funcționarea neîntreruptă în caz de defectare a unui singur bloc (rezervă automată activă).

Și în benzile „clasice" se mai aduc completări rețelei existente. Astfel, la începutul acestui an s-a dat în funcțiune un emițător de 2 kw. pe unde hectometrice la Tg. Mureș, iar la Sibiu emițătorul existent de 1 kw. a fost completat cu încă un bloc

identic, încît în prezent şi această staţie este construită după principiul rezervei automate active.

De curînd a intrat în funcţiune emiţătorul pe unde hectometrice Oradea. Destinat să îmbunătăţească acoperirea cu programul II radiofonic a oraşului Oradea şi cîmpiei din apropiere, emiţătorul are cca. 7 kw. putere nominală şi indici calitativi comparabili cu ai principalelor staţii regionale (lărgime de bandă 50—10.000 Hz., zgomot propriu 50 dB-nepsofometric-, distorsiuni neliniare sub 4%). Staţia Oradea primeşte program prin recepţia staţiei pe unde metrice Cluj într-un punct intermediar şi reemisiunea din acest punct, folosind tot undele metrice.

Emiţătorul Oradea a fost construit de personalul Centrului de Radio Bucureşti şi al D.G.P.Tc., folosind piese dintr-un emiţător de radiotelegrafie scos din uz. Antena este de tipul în T.

Sistem de 24 căi telefonice fabricat în R.P.R.

A fost dat în funcţiune între Bacău şi Roman primul sistem telefonic de 24 căi construit în ţara noastră (ST-24). Complet tranzistorizat, acest sistem, conceput de specialiştii Institutului de Cercetări al M.T.Tc. în cooperare cu cei ai D.G.P.Tc., este echivalent ca indici de calitate cu echipamentele moderne similare din import, dar le este superior prin dimensiunile mult mai mici : întregul sistem este instalat pe o singură ramă şi ocupă de 3 ori mai puţin spaţiu, de ex., decît sistemul K-24. Concepţia echipamentului este foarte economică şi se bazează pe materiale produse în ţară.

Sistemul ST-24 a fost descris mai demult în coloanele revistei noastre.

Pînă la sfîrşitul anului vor mai fi instalate şi alte sisteme ST-24. Amitim că sistemele cu 3 căi complet tranzistorizate au fost construite în ţară începînd din anul 1961 şi funcţionează în bune condiţiuni. 43 sisteme de producţie romînească au fost introduse pînă în prezent în reţea şi acest număr creşte încontinuu. Prin instalarea acestor sisteme s-a îmbunătăţit gradul de utilizare a circuitelor fizice.

Cabluri cu izolaţie din material plastic.

Pînă în prezent radioficarea s-a extins numai pe bază de trasee aeriene. Pentru a economisi materialul lemnos şi a nu mai ocupa teren agricol cu traseele de fideri de radioficare, s-a trecut la realizarea lor în cablu. În acest scop s-a experimentat un tip de cablu cu izolaţie de polietilenă şi policlorură de vinil realizat de F.C.M.E. Cablul acesta, prin economia de metal protector, realizează un cost specific redus.

Primele cabluri instalate, reprezentînd cca. 20 km. de traseu subteran, se comportă satisfăcător şi nu s-au constatat atacări ale izolaţiei plastice din cauza agenţilor chimici sau biologici.

La instalarea acestui cablu s-a folosit o inovaţie constînd dintr-un plug remorcat de un tractor, care îngroapă în mod mecanic cablul la adîncimea cea mai potrivită. Prin această inovaţie se economiseşte un important volum de manoperă şi se reduce şi mai mult costul specfiic al fiderului de radioficare subteran.

NOTE TEHNICE EXTERNE

Radiotelescop pentru sondarea ionosferei

De curînd a fost dat în funcţiune la Arecibo (la aproximativ 100 km de San Juan, pe coasta nordică a statului Porto Rico) cel mai puternic radiotelescop din lume destinat pentru studierea ionosferei. Astfel se va putea studia pentru prima oară profilul întregii ionosfere.

Radiotelescopul reprezintă o antenă cu un diametru de 1 000 de picioare, construită pe baza depresiunii naturale de la Arecibo. Puterea emiţătorului de impulsuri este de 2,5 MW, frecvenţa de lucru — 430 MHz, cîştigul antenei — 60 dB, iar fascicularea va fi mai mică de 1/6 grade. „Oglinda" parabolică a radiotelescopului are un diametru de 300 m. Antena se află la 130 m de centrul „oglinzii".

Radiotelescoapele existente în S.U.A. ca şi în U.R.S.S. permit radiolocarea Venusului, planetei Mercur, planetei Marte, atunci cînd ele se află cel mai aproape de pămînt. În afară de aceasta, o astfel de operaţie necesită folosirea unei prelucrări speciale a semnalului pentru a-l scoate de sub influenţa perturbaţiilor.

Noul radiotelescop va face posibilă realizarea contactului prin radiolocaţie cu sus-numitele planete în orice moment, atunci cînd ele se află în sectorul de vizibilitate şi va face posibilă observarea nemijlocită a semnalului.

Va fi posibilă de asemenea realizarea unui contact prin radiolocaţie, cu planetele Jupiter şi Saturn în punctele apropierii lor maxime de Pămînt.

O dată cu apariţia sateliţilor artificiali şi a rachetelor, cunoaşterea ionosferei a progresat considerabil.

Profesorul Gordon de la Universitatea Cornell care conduce acest observator a propus să se folosească un emiţător extrem de puternic şi o antenă mare.

(Din *„Aviation Week and Space Technology"*, august, 1963).

Primele generatoare cuantice de lumină (lasere) realizate în R. S. Cehoslovacă

Primele generatoare cuantice de lumină (laser) au fost puse în funcţiune în cursul anului 1963 în R.S.Cehoslovacă. Ea este a cincea ţară din lume (după U.R.S.S., SUA, Olanda şi Italia) în care au fost construite dispozitive de acest fel.

Elementele luminescente utilizate au fost de trei feluri : blocuri de sticlă cu adaos de neodim, monocristale de rubin şi semiconductoare.

Generatorul cuantic de lumină cu blocuri de sticlă activată cu neodim prezintă cîteva avantaje faţă de generatorul „clasic" cu monocristal de rubin :

1) fabricarea blocului de sticlă şi prelucrarea lui în formă de tijă este mai ieftină şi mai uşoară decît fabricarea monocristalului de rubin ;

2) lumina „amplificată" blocul de sticlă are lungimea de undă de 1,06 μ şi poate fi utilizată direct pentru excitarea celulelor fotoelectrice şi a substanţelor luminescente ;

3) pragul de excitaţie este mai scăzut fiind suficientă o energie de circa 4 J la 16—20°C.

Monocristalul de sticlă este în formă de tijă cu părţile frontale şi semiargintate. El primeşte impulsurile de lumină produse de un tub cu descărcări în xenon. Apare o luminescenţă de culoare roşie sau infraroşie, lumina fiind absolut coerentă.

Generatorul cu monocristal de rubin produce impulsuri de lumină monocromatică coerentă avînd lungimea de undă de 50,6943 μ.

Al treilea tip de generator cuantic funcţionează pe bază de semiconductoare, producînd fascicule de lumină infraroşie foarte concentrate, în al căror focar apare o temperatură de 5 000°C.

Aceste generatoare cuantice de lumină îşi vor găsi aplicaţii în telecomunicaţii la mare distanţă în spaţiul cosmic, la prelucrarea materialelor extrem de dure, etc.

Din *„Sdelovaci technika"*, nr. 11, 1963)

Corotronul — un nou tub stabilizator de tensiune pentru alimentatoarele de tensiune înaltă.

Tuburile stabilizatoare obişnuite utilizate pentru stabilirea tensiunilor continue au la bază fenomenul de descărcare în gaze prin efect corona.

Amorsarea descărcării, la aceste tuburi, se face cu o tensiune cu cîţiva zeci de volţi mai mare ca tensiunea sa de lucru. După amorsare această tensiune scade brusc la valoarea de lucru.

Dacă într-un tub se creşte încet, începînd de la zero, tensiunea aplicată pe electrozi, se constată că încă înainte de valoarea corespunzătoare apariţiei curentului se constată un curent foarte mic. Acest curent se datoreşte ionizării gazului din tub ca rezultat al radiaţiilor din atmosferă. În acest domeniu tubul cu gaze lucrează ca o cameră de ionizare. Tensiunea crescînd încet mai departe, se ajunge în domeniul Geiger-Müller

În acest domeniu curentul se datoreşte ionizării gazului prin iradierea tubului. La tensiuni şi mai mari se constată o creştere bruscă a curentului, chiar în lipsa iradierii. Ea se datoreşte acum ionizării datorite cîmpului electric provocat de cei doi electrozi. Acest domeniu în care curentul creşte repede la o creştere mică a tensiunii poartă numele de domeniul descărcărilor corone. Ionizarea provocată de cîmpul electric determină apariţia descărcărilor prin efect corona care sînt însoţite de o creştere a curentului şi de o descărcare bruscă a tensiunii. Creşterea în continuare a curentului provoacă o descărcare în întreg spaţiul dintre catod şi anod, rezistenţa internă scade foarte mult şi tensiunea ajunge aproape de valoarea zero. Acest domeniu este utilizat la tiratroane. Tubul stabilizator corotron lucrează în domeniul descărcărilor corone.

În regiunea efectului corona rezistenţa internă a tubului este pozitivă. Amorsarea fenomenului corona nu necesită o tensiune mai mare ca cea de lucru :

Corotronul este utilizat în montajele de stabilizare a tensiunilor foarte înalte (de ordinul kilovaţilor) lucrînd ca element de referinţă pentru montajele stabilizatoare. Corotronul nu trebuie să lucreze la curenţi mai mici decît curentul minim prescris, deoarece altfel apar componente de zgomot.

(Din „*Electronik*", nr. 10, 1963).

REFERATE

ADLER, R., şi HERBEK, G. W. : **Amplificatoare parametrice nedegenerative cu fascicul electronic**, IEEE Transactions on Electron Devices 10, (1963) nr. 1, ianuarie, pag. 1—8, 11 fig., 19 ref. bibl.

La amplificatoarele parametrice nedegenerative cu fascicul electronic, unda semnalului şi unda lentă sînt transportate de fascicul, iar unda de pompare circulă prin circuitul exterior ; aceasta constituie o modificare sumară a timpului degenerativ obişnuit în care unde rapide de tip ciclotron cu frecvenţe relativ apropiate (unda lentă şi unda semnalului) circulă simultan prin curentul electronic.

Dacă undele de tip ciclotron sînt utilizate pentru a obţine un zgomot de fond redus, analiza mecanismului de amplificare rămîne aceeaşi ca la amplificatoarele degenerative.

Cercetările experimentale efectuate au demonstrat că efectul de propagare a vitezei electronilor poate crea o parte însemnată a zgomotului în amplificatoarele nedegenerative, efectul poate fi micşorat printr-o amplasare specială a dispozitivelor de cuplaj şi structurii de pompare.

GOUGLE, M. : **Utilizarea planului de polarizare în unde metrice şi decimetrice** ,The Marconi Review, 26 (1963), nr. 149, pag. 117—131, 1 fig., 5 diagr., 3 ref. bibl.

În cadrul conferinţei de la Stockholm în probleme de radiodifuziune, s-a pus problema utilizării pe unde metrice a polarizării orizontale, preferîndu-se celei verticale pe motivul că antenele de recepţie pot fi executate mai uşor. Astfel se pot obţine în multe situaţii valori de cîmp mult mai bune prin folosirea polarizării verticale. În articol se enunţă teoria compunerii undei directe şi undei reflectate de sol, stabilindu-se şi redîndu-se grafic poziţia punctelor de cîmp minim în ambele cazuri de polarizări şi calculîndu-se valorile cîmpului minim.

Este necesar ca în decursul calculului să se ţină cont de factorul de divergenţă sferică şi de coeficientul de reflexie. Există o anumită distanţă aşa-zisă critică pînă la care este preferabilă polarizarea verticală, cîştigînd cel puţin 6 dB în punctele de minimă.

Experienţele efectuate au confirmat valabilitatea studiilor teoretice.

GRAFFEE, D. I. : **Despre tehnologia microcircuitelor şi a aplicaţiilor lor**, British Communications and Electronics, 10 (1963), nr. 6, iunie, pag. 428—431, 5 fig. 2 tabl., 5 diagr.

În articol se prezintă avantajele pe care le au microcircuitele în comparaţie cu circuitele clasice precum şi tehnologia confecţionării, posibilităţile de aplicare şi perspectivele de dezvoltare ale unor astfel de circuite.

În primul rînd siguranţa în exploatare se enumeră printre avantajele esenţiale ale acestor circuite micromodulare ; apoi un preţ de cost redus la fel o greutate şi un volum mult mai reduse. Realizîndu-se o alegere atentă a materialelor se obţine o bună siguranţă în exploatare a circuitelor micromodulare. Se mai impune de asemenea un proces tehnologic de fabricaţie cît mai raţional, iar în faza finală un control tehnic de calitate cît mai riguros. Pentru proiectare, se impun anumite reguli.

Totuşi se pot formula unele reguli simple, reduse ca număr, care să înlesnească munca proiectantului în realizarea de microcircuite ce se pot fabrica fără modificarea parametrilor electrici ai pieselor.

CAMPBELL, I. D. : **Folosirea unei triode ceramice cu factor de amplificare mare, la amplificatoarele de bandă largă**, Communications and Electronics, 81 (1963), nr. 64, ianuarie, pag. 512—516, 5 fig., 1 tab., 8 diagr., 1 ref. bibl.

Fiind nevoie de un factor de amplificare foarte mare şi zgomot de fond mic în amplificatoarele de bandă largă destinate telemetriei şi tehnicii radarului se utilizează un tub care îndeplineşte aceste condiţii la o pantă cît mai mare posibilă cu compensare pentru valorile mici ale capacităţilor de intrare şi de ieşire. Noul tub care este o triodă confecţionată din ceramică rezistă foarte bine atît şocurilor mecanice şi termice cît şi celor electrice tranzitorii. Ca parametri importanţi apare timpul de tranzit grilă-catod precum şi inductanţa mică a conexiunilor. În încheiere se dau şi alte avantajii ale noului tub folosit în etajele amplificatoare de bandă largă.

GRAF, H. : **Multiplicarea frecvenţei prin antrenarea oscilatoarelor cu diode tunel pe armonica unei frecvenţe pilot**, Nachrichtentechnische Zeitschrift, 16 (1963), nr. 4, aprilie, pag. 188—195, 19 diagr., 16 ref. bibl.

Şi în cazul oscilatoarelor cu diodă tunel prin aplicarea efectului de antrenare se poate ajunge la o multiplicare a frecvenţei. Un astfel de oscilator poate lucra ca sursă pe o armonică a frecvenţei sale de oscilaţie şi totodată poate să sincronizeze un alt etaj oscilator care este acordat pe această frecvenţă superioară. În articol, autorul tratează cele mai importante proprietăţi ale oscilatoarelor cu diode tunel, după care indică şi o metodă grafică pentru determinarea cantitativă a comportării unui oscilator cu diodă tunel antrenat în interiorul zonei de antrenare.

Pentru multiplicarea frecvenţei se descrie montajul în cascadă al unor asemenea oscilatoare. Se menţionează că numărul etajelor ce pot fi conectate în lanţ fără secţiuni intermediare de decuplare, este totuşi limitat.

* * **Două amplificatoare de audiofrecvenţă echipate cu tranzistoare**, Revue du Son, (1963), nr. 123 — 124, iulie-august, pag. 316—320, 11 fig.

Prima schemă reprezintă un amplificator şi preamplificator stereofonic clasic, avînd la intrare două tranzistoare în cascadă, cu contrareacţie selectivă şi cu reglare separată a

sunetelor joase și ascuțite, urmate de un etaj amplificator de putere cu legături directe, funcționînd în contratimp și fără transformator de ieșire. Curba de răspuns este de 20—20 000 Hz ± 0,5 dB, la o putere de ieșire de 20 W modulați pe un canal. A doua schemă reprezintă un amplificator experimental cu transformator intermediar, cu compensarea scăderii amplificării tranzistoarelor la frecvențe ridicate, prin condiții speciale impuse construcției acestui transformator. Etajul de ieșire este constituit din două tranzistoare în contratimp, cu caracteristici cu simetrie complimentară. La o putere de ieșire de 50 W, curba de răspuns este de 20 — 30 000 Hz, cu un maxim de — 3 dB față de frecvența de 1 000 Hz.

SIMONS, K.: **Măsurarea caracteristicilor circuitelor de înaltă frecvență prin metode de comparație,** Electronics, 36 (1963), nr. 16, aprilie, pag. 52—55, 14 fig.

Măsurarea caracteristicilor unor circuite într-o bandă largă de frecvențe (5—220 MHz), prezintă o serie de dificultăți, deorece metodele utilizate nu sînt aplicabile la ambele capete ale benzii.

Se propune utilizarea unei metode de comparație în care un generator comandat produce o tensiune de încercare aplicată succesiv unui atenuator etalonat și circuitului cercetat. Amplitudinea acestei tensiuni este constantă în cursul unei semiperioade, iar frecvența ei baleiază întreaga gamă de frecvențe în care se cercetează comportarea circuitului. Tensiunea de încercare se comută cu frecvența de 60 Hz la cele două căi, iar tensiunile de la ieșirea celor două căi se compară vizual, pe un osciloscop. Se poate vizualiza astfel caracteristica pierderilor unui circuit în funcție de frecvență. Metoda este aplicabilă la studiul caracteristicilor unor filtre, la studiul cîștigului unor amplificatoare, precum și la studiul caracteristicilor unor circuite de adaptare a impedanțelor. Se dau exemple de aplicații și scheme-bloc și se analizează formele de undă obținute.

KOVRIGHIN V. P.: **Corecția de fază pe frecvența înfășurătoarei, în cazul detectoarelor cu diodă,** Radiotehnika, 18 (1963), nr. 5, mai, pag. 54—58, 8 fig., 5 ref. bibl.

O metodă modernă de radiofazometrie (utilizată de exemplu în probleme de navigație) constă în măsurarea diferențelor de fază pe o frecvență joasă, care constituie înfășurătoarea semnalelor de înaltă frecvență. Această înfășurătoare se obține de obicei cu ajutorul unor detectoare cu diodă.

Pentru a se micșora erorile, trebuie reduse la minimum defazajele parazitare introduse de detector. În scopul rezolvării acestei probleme, se studiază analitic funcționarea unui astfel de detector și se determină condițiile care permit reducerea defazajelor. Se arată că cea mai eficace metodă constă în introducerea unor scheme de corecție de înaltă frecvență. Se recomandă cîteva scheme de acest tip și se analizează influența lor asupra caracteristicii de transfer a detectorului.

FOMIN, M. V. **Aparat pentru măsurarea puterii radiate pentru stațiile de emisie funcționînd pe unde ultrascurte cu modulație de frecvență,** Vestnik sveazi 1963, nr. 9 (282), sept., pag. 3—4, 2 fig.

Stațiile de emisie pe unde ultrascurte cu modulație de frecvență nu sînt psevăzute în mod curent cu aparatul pentru controlul continuu al puterii radiate. Deoarece dispozitivele indicatoare echipate cu diode semiconductoare nu satisfac condițiile impuse, puterea radiată scade uneori pînă la un sfert din valoarea nominală, ceea ce micșorează zona de recepție și înrăutățește recepția. Se propune un ansamblu format din trei aparate, care permite controlul continuu al puterii în fidere pentru o stație de emisie cu două programe. Se dă schema de principiu a aparaturii și se descrie funcționarea ei. Măsurarea propriu-zisă a puterii se realizează cu ajutorul unor traductoare termoelectrice speciale. Sistemul este prevăzut cu instrumente indicatoare și înregistratoare, etalonate direct în unități de putere; eroarea măsurării nu depășește ± 10%. Aparatura descrisă poate fi aplicată și la acordarea sistemelor de antenă în cursul exploatării, la verificarea tuburilor de emisie etc.

* * **Etaje finale în contratimp, lucrînd în clasa B, fără transformator de ieșire, echipate cu tranzistoare,** Funktechnik, 18, nr. 19, 1963.

Presupunînd că montajul a fost dimensionat corect, dacă tranzistoarele unui etaj final în contratimp nu sînt montate în paralel din punctul de vedere al curentului continuu, ci în serie, atunci difuzorul poate fi conectat direct, fără transformator de ieșire.

Comanda în opoziția de fază, necesară pentru tranzistoarele etajului final, se obține — ca de obicei — cu ajutorul unui transformator pentru excitarea etajelor în contratimp care, în acest caz, trebuie să aibă două înfășurări secundare. Montajul este suplimentar cu două termistoare, precum și cu două potențiometre de reglare, care anulează în parte economia rezultată din evitarea transformatorului de ieșire. În cazul că se dorește să nu se utilizeze o baterie divizată (două baterii identice, conectate în serie), atunci difuzorul se va conecta prin intermediul unui condensator.

La etajele finale în contratimp, clasa B, fără transformator de ieșire, transformatorul prefinal va trebui să lucreze cu un curent de colector mai mare decît în cazul montajelor cu transformator de ieșire. Datorită fatului că amîndouă montajele au aceiași tensiune de alimentare și că fiecare tranzistor al etajului final fără transformator de ieșire are ca tensiune de colector numai jumătate din tensiunea de alimentare, vom avea pentru aceiași putere de ieșire, curenți de colector de două ori mai mari. De asemenea vor fi necesari și curenți de bază de două ori mai mari, care impun o putere de atac a etajului final corespunzător mai mare.

La proiectare se va ține seama de faptul că tensiunea de alimentare trebuie să nu depășească valoarea maximă admisibilă a tensiunii de blocare a colectorului, corespunzătoare tranzistoarelor utilizate. Aceasta înseamnă că tensiunea de alimentare, pentru montajele descrise aici trebuia să fie de două ori mai mare decît la etajele finale în contratimp, clasa B, cu transformator de ieșire.

ROUQUIE, A. M. și ROUQUIE J. P., **Protejarea automată a tuburilor electronice,** Electronique industrielle, (1963), nr. 67, octombrie, pag. 317—319.

Clistronul reflex poate fi grav avariat sau chiar distrus, datorită unei împrejurări oarecare, valoarea tensiunii reflectorului devenind nulă sau pozitivă.

Blocul de protecție automată descris în articol are menirea de a prezenta modul în care a fost conceput și realizat pentru a alimenta, cu o siguranță absolută, un asemenea tub. Într-adevăr dacă tensiunea atinge o valoare mai mare decît cea recomandată, fluxul electronic poate supraîncălzi, deforma sau chiar să găurească reflectorul; astfel clistronul devine inutilizabil. Aceasta duce la o pierdere de timp și totodată la o mare cheltuială deoarece un astfel de tub are un preț de cost ridicat. Dispozitivul de alimentare stabilizată de care dispune, era un model special pentru clistroane tip ALK 51 debitînd pentru anod 50 mA sub 300 V și pentru reflector, 0-200 V. Această alimentare stabilizată dă rezultate atîta timp cît emisia catodică a tubului redresor care furnizează tensiunea reflectorului, rămîne normală. În cazul cînd filamentul tubului s-ar rupe, tensiunea negativă a reflectorului se anulează, producînd cea mai mare pagubă clistronului. Pe lîngă aceasta pentru a mări stabilitatea, s-a alimentat filamentul clistronului cu ajutorul unui transformator cu miez saturat.

Tensiunea secundară a acestui transformator este însă puternic distorsionată, ceea ce face iluzorie orice măsurare.

Autorii indică modul în care au procedat pentru a regla această tensiune și o face echivalentă cu tensiunea sinusoidală necesară pentru încălzirea filamentului. În primul rînd se subliniază de la început că schema adoptată este aplicabilă direct unui tub cu comandă prin grilă negativă. Va fi suficient să se citeze „grilă de comandă" în loc de „reflector". În al doilea rînd, precauțiile la întrebuințarea transformatorului cu miez saturat, pe care le recomandă, sînt foarte importante și trebuie aplicate întotdeauna. Metoda indicată utilizează însuși tubul ca aparat de măsurat, fiind o cale simplă, sigură și exactă.

Schema sinoptică a blocului de protecție automată este bazată pe un întreruptor de sector, comandat printr-un

tiratron și este constituită dintr-un releu cu zăvorîre mecanică. Acest întreruptor pune sub tensiune, alimentarea stabilizată, care furnizează tensiunile de anod și de reflector ale clistronului, precum și transformatorul cu miez saturat, care livrează tensiunea de încălzire stabilizată pentru acest tub. Grila tiratronului este comandată printr-o fracțiune din tensiunea reflectorului, obținută de la un divizor de tensiune. Dacă tensiunea reflectorului atinge o valoare periculoasă (mai mare de —30 V) prin intermediul acestui divizor ea declanșează ionizarea tiratronului, bascularea releului, cu blocarea mecanică și deschide întreruptorul de sector.

Clistronul nemaifiind alimentat, nu mai întîmpină astfel niciun risc. Se impune o manevrare a operatorului pentru repunerea în funcțiune. El trebuie să acționeze întreruptorul I_1 de repunere în funcțiune ; această manevră a devenit necesară pentru siguranța ansamblului.

În schema bloc a montajului se impune și o sursă de tensiune continuă de 300 V. Aceasta deoarece alimentarea continuă a tiratronului mărește siguranța de funcționare a ansamblului, față de situația cînd acest tub ar fi alimentat direct de la sector.

În continuare, autorii analizează modul de determinare a elementelor schemei, utilizarea cît mai corectă a transformatorului cu miez saturat iar în încheiere se dau unele soluții noi care ar putea să aducă îmbunătățiri într-o realizare viitoare.

SEELEY, E. W. **Caracteristica optimă de recepție a antenei de tip Beverage, la frecvențe foarte joase**, Radio Propagation, 67D (1963), nr. 4, iul-aug., pag. 387, 14 fig., 2 tabl., 4 ref. bibl.

Datorită pierderilor de propagare reduse, radiofrecvențele foarte joase prezintă un important avantaj în sistemele de transmisiuni la distanțe mari. Acest sistem prezintă însă două inconveniente legate de nivelul de zgomot și de dificultățile de radiere a puterii. Pentru a se face față condițiilor specifice radiofrecvențelor foarte joase, se utilizează antene foarte lungi și cu o bună directivitate : astfel de antene sînt construite de obicei din fire lungi izolate, plasate pe pămînt și terminate la ambele capete pe impedanța caracteristică. În legătură cu proprietățile de directivitate se studiază raportul dintre puterea maximă corespunzătoare lobului frontal și cea corespunzătoare lobului posterior de pe caracteristica de recepție și totodată dependența acestui raport precum și a existenței lobilor laterali pe caracteristică, de pierderile în antenă și de viteză de propagare a undelor. Ca indiciu al directivității se studiază lărgimea optimă a fasciculului de unde, precum și dependența caracteristicilor antenei de conductivitatea și de constanta dielectrică a solului pe care este plasată.

HEINRICH, GLIERHARD. **Amplificator selectiv pentru măsurarea directă a tensiunii de antenă**, Funkschau, 35 (1963), nr. 20, oct., pag. 565—568, 30 fig.

Pentru a avea o recepție bună, fără imagini fantomă sau colective, în cazul antenelor individuale sau colective de televiziune, este necesar un aparat de măsurat care să determine precis eficacitatea antenei. Pentru aceasta a fost realizat un amplificator liniar selectiv, care satisface integral aceste condiții și înlocuiește vechea metodă de măsurare a tensiunii de control automat. Se expun metodele indirecte de măsurare a tensiunii de control automat bazate pe măsurarea curentului anodic al tubului reglat și măsurarea diferenței de potențial cu o precizie mare pe o rezistență într-un circuit punte.

Se descrie apoi montajul amplificatorului selectiv cu lățime de bandă relativ redusă, care lucrează independent de funcționarea propriu-zisă a receptorului de televiziune, nefiind influențat de reglarea contrastului, care influențează într-o oarecare măsură tensiunea de control automat. Se dau indicații pentru construcția mecanică, așezarea pieselor pe șasiu, modul de cablaj și modul de acordare și etalonare a amplificatorului.

PORT, E. **Difuzor electrostatic pentru obținerea unui cîmp acustic plan**, Freq enz, 18 (1964), nr. 1, ianuarie, pag. 9, 7 fig., 3 ref. bibl.

Cîmpul acustic plan este forma cea mai simplă de definit a cîmpului acustic. Fiind plan, presiunea sonoră a cîmpului este constantă de-a lungul unei suprafețe plane. Realizarea unui cîmp sonor plan impune existența unei încăperi în care nu pot apare reflexii.

Difuzorul dinamic avînd un regim tranzitoriu de durată prea mare, nu permite obținerea unor impulsuri sonore de durată foarte mică. S-a pus problema realizării unui difuzor care permite radierea într-un cîmp acustic plan a unor impulsuri scurte.

În articol, autorul deduce relațiile de dimensionare teoretice a unui difuzor electrostatic și discută, pe baza acestor date teoretice, punctele de vedere necesare realizării constructive a unui astfel de difuzor. În încheiere, autorul arată și rezultatele obținute prin măsurători efectuate la un difuzor de acest tip.

La baza realizării difuzorului electrostatic descris stă principiul încărcării constante.

Avantajul esențial al acestui principiu îl constituie faptul că forța ce acționează asupra membranei depinde liniar numai de tensiunea de semnal independent de deviația membranei.

Dimensiunile membranei depind de frecvență. Avînd în vedere că în apropierea difuzorului nu putem vorbi de un cîmp acustic plan trebuie să tindem la obținerea acestuia cît mai aproape de difuzor. Această distanță este determinată de relația $r = \frac{a^2}{\lambda}$ unde a este dimensiunea membranei și λ lungimea de undă a sunetului. Deci distanța crește proporțional cu creșterea frecvenței (pentru $Z = 1$ kHz și $a = 1$m rezultă $r = 3$ m). Funcție de frecvență trebuie să avem, prin urmare, dimensiuni diferite pentru membrană.

În practică acest lucru a fost realizat cu ajutorul unei membrane de 1 m² împărțită în 15 segmente separate din punct de vedere electric. Prin combinarea acestor segmente s-au putut obține condițiile impuse pentru banda de frecvență dorită. Sînt descrise toate amănuntele constructive și tehnologice ale unei astfel de membrane.

În încheierea articolului, autorul prezintă datele măsurătorilor efectuate cu acest tip de difuzor electrostatic. Pînă la o frecvență de 5 kHz, presiunea acustică nu variază la o deplasare a microfonului cu $\pm$ 10 cm. La 10 kHz amplitudinea scade cu 3 dB pentru o deplasare de 10 cm față de axul central.

Expunerea teoretică, cît și rezultatele practice obținute sînt însoțite de grafice și schițe.

CAMURAS, M. : **Cap de înregistrare cu flux de electroni pentru reprodus înregistrările pe banda de magnetofon**, Journal of the audio engineering society, 11 (1963), nr. 4, oct., pag. 354—358, 3 fig., 1 tabl., 5 ref. bibl.

Acest cap de redare prezentat și propus pentru citirea înregistrărilor pe benzi magnetice se bazează pe acțiunea cîmpului magnetic corespunzător benzii asupra unui fascicul de electroni.

Traductorul cu flux de electroni propus de Skelbett seamănă cu un tub catodic, în care înfășurările pentru devierile fasciculului sînt înlocuite prin piese polare care dirijează fluxul magnetic al benzii. Pe suprafața interioară a ecranului tubului, raza lovește o pereche de plăci anticatodice. Un semnal care pornește de la bandă deviază fluxul de electroni, făcînd să devieze fluxul spre plăcile anticatodice.

Un avantaj al acestui traductor constă în faptul că puterea sa la ieșire este proporțională cu fluxul primit de pe bandă, mai apropiat de regimul de variație a fluxului ; de aceea el poate recepționa un semnal cu viteze foarte reduse, sau chiar cînd banda este imobilă. Curba de răspuns la joasă frecvență este plată și nu necesită cei 6 dB pentru egalizarea octavei. Pe de altă parte, tubul este extrem de sensibil la cîmpuri magnetice exterioare — inclusiv cel terestru. El necesită un ecran mare, deoarece tubul este oarecum voluminos în comparație cu un cap convențional. Piesele componente ale polu-

lui magnetic trebuie să fie incluse în carcasa de evacuare. De asemenea fluxul de electroni poate varia odată cu temperatura sau tensiunea de la electrozi, astfel că este necesar un reglaj.

Capul descris în articol funcţionează într-un fel oarecum diferit. Balonul şi soclul sînt alcătuite din părţile unui tub standard în miniatură.

În porţiunea îngustă din faţa tubului sînt amplasate piesele polare magnetice în formă de U, cu un loc pentru picup. Piesele polare dirijează cîmpul magnetic de la bandă în aşa fel, încît acţionează asupra electronilor inversaţi, făcînd ca aceşti electroni să favorizeze anodul A_1 în detrimentul anodului A_2 sau viceversa, în funcţie de polaritate instantanee a magnetizării.

Porţiunea îngustă a tubului permite o bună cuplare magnetică între piesele polare şi electroni, într-o regiune în care electronii îşi schimbă direcţia şi se mişcă încet; în aceste condiţii ei sînt foarte sensibili la devierea provocată de cîmp.

Pentru a îmbunătăţi cuplajul, pereţii tubului pot fi turtiţi în locul unde pătrund piesele polare iar sticla poate fi mai subţire în acest loc. La acest cap nu se impune etanşarea picselor polare magnetice înăuntrul învelişului tubului.

În continuare, se prezintă cîteva tuburi experimentale cu flux de electroni şi piesele polare corespunzătoare. Exemplarele mai mici au dimensiunea maximă comparabilă ca mărime cu capetele de picup obişnuite.

Se face apoi o comparaţie între acest tip de cap de redare, cele cu modulaţie magnetică şi cele bazate pe efectul Hall, din punct de vedere al robusteţei, al mărimii de ieşire, sensibilităţii faţă de cîmpuri exterioare, costului etc.

În concluzie, se subliniază că aceste capete electronice prezintă avantaje de putere şi de schemă, în comparaţie cu alte tipuri de traductoare sensibile la flux. Sînt posibile modificări care evită zgomotul Johnson în etajul de intrare, sau care elimină necesitatea folosirii unor amplificatoare suplimentare.

GLIER, H. **Construirea cu mijloace proprii a unui magnetofon alimentat de la baterii electrice**, Funkamateur, 12 (1963), sept., pag. 292—294, 9 fig.

Magnetofonul portativ cu tranzistoare, descris, este conceput în forma unui radioreceptor valiză, avînd rolele şi comenzile pe partea superioară. Este prevăzut numai pentru viteza de derulare de 9,5 cm/s, cu două piste, dar poate fi uşor construit şi pentru alte viteze, de exemplu 4,75 şi 19 cm/s. Bobinele pot avea un diametru pînă la 13 cm, dar se recomandă 8 cm pentru a nu se încărca prea mult motorul. Magnetofonul nu este prevăzut cu cap de ştergere, această operaţie efectuîndu-se la alt magnetofon. De asemenea, pentru a fi ieftin şi simplu, nu are nici mişcare rapidă înainte sau înapoi. După ce se dau indicaţii pentru construcţia mecanică (schiţe ale pieselor), se dau detalii cu privire la motor, care este alimentat cu 4,5 V, din trei pile electrice rotunde, apoi cu privire la comutator şi la modul de lucru al amplificatorului. Acesta din urmă se compune dintr-un preamplificator (realizat cu două tranzistoare), un oscilator pentru obţinerea curentului de premagnetizare de IF (cu un tranzistor) şi etajul final în contratimp, clasă B, cu un tranzistor OC 811 de excitaţie şi 2×OC 821. Amplificatorul este alimentat cu 9 V. Se dă schema electrică de principiu şi planul de montaj mecanic, planul cutiei şi datele tehnice ale transformatorului din oscilator.

HAASE, HANS-JOACHIM. **Încercarea unui picup de înaltă calitate**, Funkschau 35 (1963)., nr. 17, sept., pag. 485—487,3 fig., 3 tabl.

Se expun o serie de încercări, cu ajutorul cărora, fără a se utiliza instrumente de măsurat complicate se pot determina calităţile unui picup. Încercările nu se referă la funcţionarea părţii mecanice de comandă a aparatului, cum ar fi: pornirea, oprirea, schimbarea automată a discurilor etc., ci numai la funcţionarea cu capul de redare aplicat pe disc. Ele se referă la: 1) viteza de rotaţie şi abaterea ei de la valoarea nominală (se determină cel mai simplu cu ajutorul discului stroboscopic); 2) variaţia de viteză şi neregularitatea acesteia (se determină cu urechea la un ton de circa 500 Hz sau folosindu-se o partitură numai de pian), putîndu-se pune în evidenţă o abatere de 0,3%; 3) zgomotul parazitar al cărui spectru de bază se găseşte sub 100 Hz şi care provine de la cîmpul învîrtitor al motorului de antrenare, vibraţii ale reductorului de viteză etc.; (se pune în evidenţă la o partitură în pianisimo sau folosindu-se şanţurile neimprimate ale unui disc); 4) montarea şi suspendarea şasiului, care poate determina vibraţii şi reacţii. De asemenea, poate apare o reacţie între difuzor şi capul de redare. Aceasta se poate determina, prin punerea capului de redare pe disc în stare de repaus şi deschiderea regulatorului de volum la maximum; 5) braţul şi capul de redare care au frecări în lagăre, vibraţiile balansului şi mişcarea excentrică orizontală ca şi mişcarea verticală au influenţă foarte mare asupra uzurii discului şi a redării.

ALBRECHT, H.: **Postul telefonic de abonat în prezent şi în viitor,** Technische Mitteilungen PTT 41, 1963, nr. 4, aprilie, pag. 110—116, 5 diagr.

Deşi postul telefonic de abonat al Administraţiei PTT elveţiene dă deplină satisfacţie, totuşi s-a prevăzut îmbunătăţirea lui; în acest scop s-au efectuat numeroase studii şi cercetări. Totodată s-a întocmit un caiet de sarcini pentru un nou tip de post de abonat. În acest caiet de sarcini se prevede o nouă formă exterioară, un nou material, un microreceptor mai scurt, precum şi proprietăţile electrice îmbunătăţite.

Singurul element constitutiv rămas deocamdată neschimbat este discul de apel. Pentru înlocuirea lui printr-o claviatură, s-au făcut numeroase cercetări şi se dau cîteva sisteme de apel selectiv cu butoane. Primul este un sistem cu combinaţii de impulsuri binare produse de un multivibrator, al doilea sistem lucrează în cod de impulsuri de frecvenţă vocală, iar al treilea sistem lucrează cu variaţia rezistenţei buclei de abonat. Mai sînt în curs de experimentare şi alte sisteme, însă pînă în prezent nu s-a decis aplicarea în practică a unuia din aceste sisteme.

JONIAK, I.: **Sistem telefonic de curenţi purtători tip V-12,** Przeglad Telekomunikacyzny, 35, (1963), nr. 10, octombrie, pag. 305—310.

Sistemele telefonice de curenţi purtători V-12, produse de întreprinderea RFT, sînt elaborate în principiu pentru funcţionarea pe două cabluri nepupinizate cu conductor de 1,2 mm diametru şi cu capacitatea de 26,5 nF/km.

Sistemul V-12 este adoptat şi pentru transmisiunea semnalelor telegrafice cu ajutorul sistemelor de telegrafie multiplă. În locul unei căi telefonice se pot realiza 24 de căi telegrafice.

Atenuarea nominală a secţiei de amplificare prevăzută pentru funcţionarea sistemului V-12 este de 6 N. Presupunînd că circuitele din cablu, cu diametrul conductoarelor de 1,2 mm şi capacitatea de 26,5 nf/km, la frecvenţa de 60 kHz, au constanta de atenuare egală cu 155 mN/km, distanţa între staţiile de amplificare va fi de circa 37,5 km. Sistemul oferă posibilitatea realizării a 12 căi telefonice, repartizate în banda de frecvenţă de la 12 la 60 kHz, la intervale de cîte 4 kHz. Banda vocală transmisă în conformitate cu recomandările CCITT, este cuprinsă între 300 şi 3 400 Hz. Este un sistem cu grupuri multiple în care modularea benzilor vocale nu se efectuează direct în domeniul benzii de transmisiune; astfel, condiţiile care se cer forţelor electrice sînt mai puţin severe.

Ţinînd seama de recomandările CCITT, s-a adoptat sistemul de modulare a grupului de bază (60...108 kHz), oferind astfel posibilitatea de conlucrare cu alte sisteme fără să fie necesar de a se trece în domeniul frecvenţei vocale. La proiectarea nivelurilor între diferitele etaje de modulare s-a ţinut seama de posibilitatea dezvoltării sistemului V-12 pînă la V-60.

Sistemul V-12 se compune, în principiu, dintr-un ansamblu de echipamente terminale, precum şi în funcţie de lungimea liniei dintr-un anumit număr de amplificatoare repetoare intermediare. Construcţia echipamentelor a fost elaborată astfel, încît cele 12 modulatoare de cale şi patru modulatoare

de grup primar, împreună cu amplificatcarele grupului de bază (de emisie, de recepţie şi de rezervă), au fost amplasate pe o singură ramă denumită rama modulatcarelor. Modulatoarele de grup (ale grupului de bază de 12 căi) cu amplificatoarele de linie şi cu receptoarele curenţilor de control, care fac parte din modulatoare, sînt amplasate pe o altă ramă, denumită rama de grup.

În staţiile intermediare de amplificare ale sistemului telefonic de curenţi purtători se montează rame pentru amplificatoare intermediare.

Pe o ramă se pot monta 16 amplificatoare intermediare.

Amplificatoarele intermediare şi cele de linie se aseamănă din punct de vedere al funcţionării.

Amplificatoarele intermediare sînt înzestrate cu acelaşi tip de egalizor corector de atenuare de linie ca şi cel de la recepţia amplificatcarelor de linie. Amplificatcarele de linie la emisie nu au egalizoare.

Pentru controlul obişnuit al întregului echipament şi al operaţiilor de exploatare tehnică, toate ramele sînt înzestrate cu un panou cu bucşe de măsurare. Pe panoul de măsurare al ramei generatoarelor de frecvenţe purtătoare sînt prevăzute în plus comutatoare, pentru comutarea sistemului pe generatorul de rezervă. Conectarea pentru funcţionare a amplificatorului de rezervă al grupului de bază, în locul unuia din serviciu (pentru emisie sau recepţie — ambele fiind identice), se efectuează cu ajutorul unui comutator montat pe un panou special cu comutaţie pe rama modulatoarelor. Sînt prevăzute de asemenea bucşe pentru controlarea tuburilor electronice prin măsurarea curenţilor grilelor ecran.

SCHNETZLER, K.: **Puterea de diafonie produsă în radioreleele de bandă largă, prin modurile de undă superioare din ghidurile de unde,** Frequenz, 17 (1963), nr. 12, decembrie, pag. 479—486.

Ecourile au loc în ghidurile care lucrează într-un domeniu lipsit de echivoc (favorizînd un singur mod), dacă se produc reflexii succesive în două puncte de reflexie.

Diafonia provocată prin suprapunerea unui singur ecou slab, peste semnalul principal, a fost calculată într-o lucrare a lui Bennett, Curtis şi Rice pentru cazul modulaţiei de frecvenţă fără preaccentuare. Bosse şi Wagner au extins calculul la cazurile cu preaccentuare. Puterea de diafonie este proporţională cu puterea undei reflectate, deci cu puterea a patra a coeficientului de reflexie. În fine, metoda a fost extinsă de Rice şi Bosse la calculul diafoniei în cazul cuadripolilor cu o caracteristică arbitrară a coeficientului de transfer în funcţie de frecvenţă.

Banda de fază modulată, constă dintr-un număr mare de canale telefonice distribuite de la frecvenţa fa la fb. De obicei fb ≫ fa. Ele se pot simula în scopuri de măsură şi pentru calculul diafoniei, printr-un spectru de zgomot continuu. În spectru este practicată o mică fereastră de lăţime df la frecvenţa f, corespunzînd unui canal telefonic şi neocupată de putere de semnal. Puterea apărută la ieşirea din această fereastră, din cauza ecoului, trebuie calculată şi raportată la puterea care ar fi apărut în canalul neperturbat şi neexclus din bandă. Pentru ecou slab, mic, calculul este dat în lucrarea lui Bennett. Se folosesc funcţii de corelaţie, calculabile prin valorile lor mijlocii şi legate în mod simplu de spectrul de puteri.

În continuare se tratează problema nivelului perturbator în cazul mai multor ecouri pentru modulaţie de frecvenţă fără preaccentuare.

Apoi se presupune şi influenţa preaccentuării.

Presupunerea sursei de perturbaţii în mijlocul porţiunii de ghid cu mai multe moduri este deosebit de defavorabilă, deoarece pune o singură condiţie pentru apariţia rezonanţei şi anume $L/\lambda g = N$.

Dacă sursa de perturbaţie nu se află la mijloc, ci este la distanţele L_1, respectiv L_2, de cele două capete, atunci pentru rezonanţă completă trebuie ca $2L_1/\lambda g = N_1$, iar $2L_2/\lambda g = N_2$.

Apariţia acestui caz este mult mai puţin probabilă. Dacă sînt două puncte de excitaţii, unul la începutul şi altul la sfîrşitul porţiunii de ghid, atunci pentru rezonanţă completă trebuie îndeplinite două condiţii anume, în afară de condiţia de rezonanţă $2L/\lambda g = N$ pentru succesiunea de ecouri din acelaşi punct şi o a doua condiţie care se referă la faptul că excitările în cele două puncte de excitaţie corespund ca fază. Pe de altă parte, cu lărgimea curbei de rezonanţă, nu se ajunge la menţinerea corectă a condiţiilor de rezonanţă. Dacă fiderul este deschis la unul din capete pentru modul de undă superior, cum este cazul la alimentarea unei antene sectoriale, atunci nu mai intervine nici o rezonanţă. Dacă se consideră un singur punct de transformare de moduri la 25 m de intrare, atunci se obţine, un raport semnal/zgomot normat $\Delta p = +5$ dB, o îmbunătăţire de 14 dB faţă de cazul rezonanţei. În locul coeficientului de excitaţie de 1,2% pentru un nivel relativ de zgomot de 87 dB, ar fi admis atunci 3%.

MEUCCI, G. şi RUDILOSSO, C.: **Spectre de putere în radioreleele cu modulaţie de frecvenţă cu număr foarte mare de căi telefonice,** Alta Frequenza, 32 (1963), nr. 7, iulie, pag. 489—499.

Alegerea precaută şi raţională a frecvenţelor de emisiune ale unui radioreleu de foarte mare capacitate este o problemă foarte serioasă prin dublul său aspect, referitor pe de o parte la ocuparea unui spectru de radiofrecvenţe minim pentru un număr dat de căi telefonice, pe de altă parte, la protecţia maximă posibilă a canalelor de radiofrecvenţă ale sistemului împotriva interferenţelor reciproce, pentru a păstra o bună calitate de transmisie. De aceea pentru a putea stabili intervalul minim de frecvenţă între două purtătoare modulate consecutive şi interferenţa care se naşte în acest caz, este necesar să se cunoască distribuţia spectrului acestor frecvenţe purtătoare modulate.

Articolul tratează problema furnizării spectrelor corespunzînd semnalelor multiplex de capacitate foarte mare şi anume corespunzînd la 1 800 şi 2 700 căi telefonice. Spectrele de frecvenţe prezentate sînt calculate pe baza procedeelor teoretice ale lui Medhurst.

Procedeul fundamental de calcul a cărui bază structurală se găseşte în articolele acestuia, a fost reelaborat în întregime şi completat cu unele considerente particulare nedezvoltate de Medhurst.

Aceste caracteristici sînt următoarele:

a) Medhurst consideră toate semnalele modulatoare lipsite de preaccentuare şi ţine cont de ea modificînd, după o evaluare puţin riguroasă, ordonatele spectrelor obţinute.

b) El face calculul exact şi însoţit de diagrame numai pentru capacitatea de 1 800 căi telefonice.

Pentru alte căi telefonice, printre care 2 700 căi, el urmează un procedeu de calcul divers cu simplificări şi aproximări ulterioare. De exemplu, frecvenţa modulatoare minimă în banda de bază este luată egală cu zero, din comoditate de calcul. Aceasta, în cazul sistemelor de 1 800 căi şi mai mult, este foarte departe de realitate f_{min} fiind de ordinul 300 kHz.

Se observă, cu titlu de curiozitate, că în cazul a 900 căi se trece la posibilitatea de a utiliza un procedeu de calcul sau altul, după cum se consideră pentru f_{min} una sau alta dintre valorile propuse de CCIR, 60 kHz sau 316 kHz.

c) în ceea ce priveşte deviaţia de frecvenţă normală pentru o cale, se consideră cîte o valoare în fiecare caz şi deci nu se pot face comparaţii interesante între spectrele cu deviaţii diferite.

d) în fine, nu s-a luat în considerație calculul spectrelor pentru capacități mari, cu preaccentuare în trepte, deși pentru 1 800 căi, aceasta se întrebuințează în S.U.A.

Scopul lucrării este de a umple aceste lacune și apoi efectuarea tuturor considerațiilor teoretice care pot reeși din confruntarea diverselor cazuri tratate.

Se dă apoi o listă a simbolurilor utilizate, alese astfel pentru a fi cît mai comode pentru cititor.

Se tratează apoi un procedeu practic de calcul iar în final se dau rezultate de calcul, făcîndu-se unele considerații privind sporirea lărgimii de bandă a spectrului.

FISCHER, G. N. și SHANE, R. W.: **Traseul de radiorelee Denver-Salt Lake City. Primele instalații pe 6 GHz cu TH,** Communication and Electronics, (1963), nr. 64, ianuarie, pag. 551—556.

Radioreleul Bell TD-2 în banda de 4 GHz dintre Denver și Salt Lake City, dat în funcțiune în 1951, are o capacitate de 6 fascicule bilaterale, 5 în lucru și unul de rezervă. Fiecare fascicul poate transmite 600 căi telefonice sau o cale de televiziune de 4,3 MHz lărgime de bandă. În 1951, întreaga capacitate a sistemului TD-2 ajunsese să fie utilizată și era nevoie de o suplimentare pe porțiunea Denver-Salt Lake City. Laboratoarele Bell elaborează între timp un mijloc de dublare a numărului de fascicule ale sistemului inițial în banda de 4 GHz. Acest sistem, cunoscut sub numele de TD-2 interstițial, funcționa cu succes pe alte trasee și ar fi putut fi avut în vedere pentru Denver-Salt Lake City, dar la acea vreme laboratoarele Bell aveau gata pentru experimentare un nou sistem de radiorelee magistrale denumit TH.

Acest nou sistem este proiectat să funcționeze în bandă de 6 000 MHz, putînd să coexiste pe același traseu cu sistemele TD-2 și TD-2 interstițial, cu unele modificări aduse antenelor, ghidurilor și turnurilor suport. Sistemul TH asigură 8 fascicule bilaterale, față de cele 6 fascicule bilaterale ale fiecărui TD-2 și în plus, fiecare fascicul are capacitatea de trei ori mai mare decît TD-2.

Pentru a procura căile de comunicații suplimentare necesare între Denver și Salt Lake City, sistemul TH a fost instalat prima dată între Prospect Valley și Salt Lake City. Stația de la Prospect Valley, la est de Denver, este o stație de interconexiune cu cîteva alte trasee de radioreleu.

Sistemul TH este proiectat să lucreze independent de sistemul TD-2, cu excepția antenelor, ghidurilor și electroalimentării de rezervă. Cerințele de putere și proiectarea echipamentului în soluția combinată au făcut necesară schimbare racordului la 120/240 V trifazic.

Important pentru exploatarea echipamentului de emisie și recepție TH este menținerea temperaturii între 18°...29°C în spațiul unde este instalat echipamentul; de aceea se prevede echipament care poate fi comutat automat pe alimentarea de rezervă, dacă rețeaua cade.

Folosirea radioreleului TH pe acest traseu a necesitat reinstalarea întregei antene și ghidurilor exterioare la fiecare amplasament. Au fost montate antene sectoriale în locul vechilor antene cu lentile de întîrziere, iar locul ghidurilor dreptunghiulare l-a luat o combinație de ghiduri circulare și dreptunghiulare.

Pentru a realiza modificările turnului și înlocuirile de antene și ghiduri, a fost necesar să se instaleze, temporar, antene parabolice și ghiduri dreptunghiulare pentru ele și să se transfere funcționarea de la antenele cu lentilă de întîrziere la antenele parabolice.

Antena sectorială proiectată de laboratoarele Bell poate emite și recepționa semnale în ambele polarizări în benzile de 4,6 și 11 GHz, simultan sau în orice combinație. Această antenă constă dintr-un cornet piramidal, care iluminează un sector de reflector paraboidal mare al cărui focar este în apexul cornetului.

Întreaga construcție are 7 m înălțime și cîntărește aproximativ 770 kg. Orientarea antenelor parabolice provizorii și a noilor antene sectoriale precum și reglajele de adaptare ale ghidului circular și ale dispozitivelor auxiliare, s-a executat cu un receptor portabil de microunde, acordat pe o frecvență purtătoare a unui fascicul de rezervă în banda de 4 GHz.

Sistemul de microunde TH Denver-Salt Lake City, primul care se folosește efectiv în rețeaua de televiziune Bell, a fost pus în funcțiune în martie 1961.

S-au stabilit, cîte un fascicul în lucru și unul de rezervă pe fiecare direcție, cu circa 300 circuite. Experiența de pînă acum dovedește că nu este necesar un efort mai mare de întreținere prin faptul că se folosesc TD-2 și TM pe același traseu.

Calitatea serviciului pe fasciculele din banda de 6 GHz a fost satisfăcătoare și acum se preconizează instalarea de fascicule noi. De atunci s-au completat instalații de radiorelee TH, de la Denver la New York și în ultimul timp urmează să se extindă de la Salt Lake City la San Francisco.

LEWIS, C. A. și TELFORD, M.: **Criterii de siguranță în funcționare în sistemele de radiorelee,** Point to point Telecommunications, 7 (1963), nr. 3, iunie, pag. 30—34.

Scopul acestui articol este expunerea factorilor care afectează siguranța de funcționare a radioreleelor lucrînd pe microunde.

Radioreleele de bandă largă transmit pînă la 1 800 căi telefonice de înaltă calitate sau programe de televiziune pe distanțe mari.

Cele trei cauze fundamentale de întrerupere a traficului pe aceste sisteme sînt:

a) dispariția semnalului la recepție; b) defecțiuni în echipament și c) pană de electroalimentare.

Dispariția semnalului la recepție se datorește, în primul rînd condițiilor nefavorabile de propagare, deși, o cauză secundară poate fi lipsa de rigiditate a suporților de antene. Avînd o grijă deosebită în proiectarea rețelelor, timpul de întrerupere datorită acestor cauze poate fi menținut la o valoare coborîtă.

Un echipament bine proiectat și conștiincios întreținut va duce evident, la un procentaj scăzut de defecțiuni ale echipamentului. Timpul care trece de la apariția unui deranjament și pînă la repunerea sistemului în stare normală, este determinat de diverși factori. Dacă nu se are grijă ca aceștia să fie controlați, întîrzierea în repunerea în stare normală poate fi cel mai mare element component al timpului total de întrerupere.

Întreruperea din cauza căderii electroalimentării depinde de siguranța în funcționare a sursei primare de energie și de eficacitatea instalațiilor de rezervă. În continuare, articolul examinează în mod detaliat aceste cauze fundamentale așa încît să se poată trage o concluzie asupra cerințelor generale.

În afara cauzelor enumerate un factor foarte însemnat îl constituie și gradul de reacție a informației utile de la beneficiar către producător asupra amploarei și tipului defecțiunilor întîlnite în practică. Acest aspect are o importanță particulară pentru producător căci numai pe baza rezultatelor din experiența pe teren se poate stabili valabilitatea ipotezelor de proiectare.

Costul menținerii în funcție a unui sistem trebuie să fie legat printr-o relație judicioasă de costul investițiilor pentru el. Creșterea siguranței în funcționare are ca rezultat reducerea timpului de între-

rupere, reducerea muncii de întreţinere şi reducerea necesităţilor de piese de rezervă.

Siguranţa de funcţionare optimă se află undeva între cea necesară pentru un echipament care abia poate lucra şi cea pentru care costul echipamentului creşte peste limitele prestabilite.

Ca parametru de performanţă, siguranţa de funcţionare va trebui inclusă fără ambiguitate în caietul de serviciu; adesea nu se face distincţie între siguranţa de funcţionare a sistemului în general, şi reliabilitatea propagării. Această lipsă de claritate poate să ducă la o lipsă de posibilitate de realizare, ceea ce îngreuiază o comparaţie corectă între costurile diverselor echipamente.

MATSUMOTO, T. şi KUWABARA, M.: **Transmiterea televiziunii în culori prin radiorelee,** Japan Telecommunications Review, vol. 5, (1963), nr. 1, pag. 3—14.

În primăvara anului 1954 a fost instalat în Japonia primul radioreleu pentru transmisiuni de televiziune, între Tokio şi Osaka. Azi, reţeaua pentru transmisiuni de televiziune a atins un total de 23 000 km, servind schimbului de programe de televiziune între 108 staţii de televiziune.

Pe de altă parte, sistemul NTSC cu 525 linii a fost adoptat în 1958 ca standard pentru televiziunea în culori în Japonia, iar serviciul de televiziune în culori a fost inaugurat la Tokio în 1960, iar la Osaka în 1961. Mai mult, serviciul de televiziune în culori, a fost extins la alte cîteva staţii în 1962 şi se programează un serviciu similar, pentru alte cîteva staţii, în viitorul apropiat.

Cerinţele de transmisiune a semnalului de televiziune în culori au crescut mereu şi s-a proiectat sistemul SF-B4 capabil să transmită semnale în culori cu înaltă fidelitate. Vechile sisteme pentru transmisiuni de televiziune monocromă sînt acum înlocuite cu acest sistem SF-B4.

Articolul de faţă descrie procesul de proiectare a lui SF-B4 avînd în vedere televiziunea în culori şi anume:

1. Circuit de referinţă şi specificaţii generale.
2. Caracteristicile transmisiei de televiziune în culori afectate de reţeaua de transmisiune de modulaţie de frecvenţă.
3. Asigurarea caracteristicilor de transmisiune, pentru fiecare echipament care constituie reţeaua de transmisiune.
4. Specificaţiile principale pentru fiecare echipament care constituie reţeaua de transmisiune.

Primul sistem de transmisiune a televiziunii în culori a fost inaugurat între Tokio şi Osaka prin Kanazawa. Performanţa generală este satisfăcătoare în comparaţie cu datele atribuite.

În prezent, acest nou sistem este prevăzut să înlocuiască vechea reţea de transmisiune de televiziune şi se aşteaptă să asigure transmisiuni de televiziune în culori în condiţii de înaltă fidelitate.

CRONICĂ

Simpozionul „Siguranţa de funcţionare a aparaturii radioelectronice" (Bucureşti, 9—10 mai 1964)

În zilele de 9 şi 10 mai a.c. a avut loc la Institutul Politehnic Bucureşti, simpozionul cu tema „Siguranţa de funcţionare a aparaturii radioelectronice".

Această manifestare ştiinţifică a avut loc sub auspiciile Comisiei de ingineri şi tehnicieni şi a Comitetului Sindicatului din I. P. Bucureşti, precum şi cu concursul Uzinelor Electronica, a Întreprinderii de piese radio şi semiconductoare — Băneasa şi a Uzinei Electromagnetica.

Simpozionul a scos în evidenţă interesul crescînd manifestat de participanţi pentru a elucida unele probleme de mare importanţă în ce priveşte siguranţa de funcţionare a aparaturii radioelectronice.

Cuvîntul de deschidere a fost rostit de tov. Prof. ing. Constantin Dinculescu, membru corespondent al Academiei R.P.R., rector al Institutului Politehnic Bucureşti care a subliniat importanţa lucrărilor ce se vor desfăşura în cadrul simpozionului pentru activitatea practică din fabrici şi uzine. În continuare s-a trecut la desfăşurarea şedinţelor de lucru.

La aceste şedinţe au luat parte un mare număr de ingineri şi tehnicieni de la diferite instituţii şi întreprinderi direct interesate în rezolvarea problemei siguranţei de funcţionare.

În cele ce urmează vom face o prezentare a comunicărilor care s-au ţinut, cu menţiunea că aceste materiale vor apare în paginile revistei noastre.

1. *Bazele teoretice ale siguranţei de funcţionare* de Conf. Ing. V. Cătuneanu, candidat în ştiinţe tehnice.

În lucrare se prezintă o definiţie a siguranţei de funcţionare, a refuzului şi a recondiţionării aparaturii radioelectronice. Se definesc, de asemenea, principalii parametri ai siguranţei de funcţionare.

Se prezintă principalele tipuri de distribuţie a refuzurilor întîlnite în teoria siguranţei de funcţionare, precum şi relaţii generale pentru calculul siguranţei de funcţionare în cazul distribuţiei exponenţiale a frecvenţei refuzurilor.

De asemenea, se prezintă caracteristicile care determină starea de funcţionare a dispozitivelor complexe.

În lucrare se prezintă aspecte în legătură cu calculul aparaturii electronice ţinînd seama de abaterile parametrilor pieselor componente.

2. *Stabilitatea parametrilor pieselor şi modul cum se reflectă în proiectarea aparaturii radioelectronice,* de Conf. Ing. M. Săvescu.

În lucrare se prezintă pe baza datelor culese din literatura de specialitate, performanţele pieselor de radio în ceea ce priveşte stabilitatea faţă de acţiunea climatului, în condiţii de exploatare sau păstrare.

Se analizează procesul de îmbătrînire a pieselor radio punîndu-se în evidenţă metodele de micşorare a vitezei de îmbătrînire.

Avîndu-se în vedere abaterile prezentate de parametrii pieselor radio, faţă de valorile nominale, se arată modul în care pot fi luate în consideraţie aceste abateri în procesul de proiectare, în scopul realizării unei aparaturi cu funcţionare sigură într-un interval de timp precizat.

3. *Metodica de calcul a siguranţei de funcţionare a aparaturii radioelectronice (radioreceptoare),* de Conf. Ing. V. Cătuneanu, candidat în ştiinţe tehnice.

Lucrarea prezintă metodica de calcul a siguranței de funcționare pentru aparatura radioelectronică în curs de elaborare.

Într-o primă etapă se face un calcul preliminar fără a ține seama de regimul de lucru al pieselor și subansamblelor.

Într-o a doua etapă se face calculul definitiv al siguranței de funcționare, pe baza regimului de lucru al pieselor și subansamblelor, verificat pe prototipul aparatului.

Ca date de bază se folosesc: nomenclatorul produsului, schema de principiu și datele cu privire la intensitatea refuzurilor pentru piese și subansamble. Acestea din urmă pot fi obținute prin metode statistice sau eventual prin comparație.

Se calculează probabilitatea de funcționare fără refuz și timpul mediu de funcționare fără refuz.

Lucrarea este particularizată la radioreceptoare pentru a avea un caracter de aplicare directă, dar metodica poate fi extinsă la orice aparatură radioelectronică, pentru care se pot accepta criteriile și presupunerile prezentate.

4. *Calculul siguranței de funcționare a unui radioreceptor (radioreceptorul „Darclée 2") din producția Uzinelor Electronica,* de Ing. M. Nacu.

Se calculează siguranța de funcționare, mai exact probabilitatea funcționării fără refuz (respectiv timpul mediu de funcționare fără refuz), a unui receptor în funcție de caracteristicile pieselor componente.

Problema se rezolvă în etape, întîi pentru diversele subansamble și blocuri funcționale, după care se calculează siguranța de funcționare globală a receptorului.

Se face o analiză a cauzelor principale ale „nesiguranței" de funcționare și se propune înlocuirea unor componente, sau modificarea condițiilor de lucru, astfel încît să se asigure marginea de siguranță necesară.

În acest fel se face o încercare de proiectare din punct de vedere al siguranței de funcționare, subliniindu-se importanța acestui nou punct de vedere în activitatea de proiectare.

Se analizează pe scurt aspectul economic al problemei.

5. *Calculul siguranței de funcționare a unui televizor (televizorul E-43) din producția curentă a Uzinelor Electronica,* de Asist. Ing. M. Silișteanu.

Referatul conține metodica de calcul a parametrilor siguranței de funcționare a receptorului de televiziune amintit și anume: probabilitatea de funcționare fără refuz și durata medie de funcționare fără refuz.

Metodica de calcul se bazează pe teoria probabilităților. Se face calculul ținînd seama de limitele corespunzătoare valorilor maxime și minime ale intensității refuzurilor elementelor componente care sînt date în statistică.

În calculul de siguranță se ține seamă și de regimul electric și de regimul termic al receptorului de televiziune amintit.

Referatul conține și metodica de calcul a intensității medii a refuzurilor elementelor componente atunci cînd se precizează parametrii principali ai siguranței de funcționare: probabilitatea de funcționare fără refuz și durata medie de funcționare fără refuz.

În încheiere, referatul trage concluzii asupra calității receptorului de televiziune, văzută prin prizma siguranței de funcționare.

6. *Importanța tehnologiei mecanice în siguranța de funcționare a aparaturii de telecocomunicații,* de Ing. V. Stănescu, Inginer șef al Uzinei Electromagnetica.

Se analizează principalele aspecte ale tehnologiei mecanice care pot constitui cauze importante ale unei siguranțe scăzute în funcționarea aparaturii de telecomunicații.

Se acordă o deosebită atenție problemelor ridicate de calitatea materialelor de bază, calitatea prelucrărilor mecanice, precum și problemei toleranțelor dimensiunilor.

Sînt analizate în special următoarele elemente componente ale aparaturii: relee, mașini selectoare, cuple, sertărașe, comutatoare de mare siguranță, ansamble cu contacte multiple ș.a.

În lucrare se face o analiză tehnico-economică, din care rezultă eficacitatea economică a perfecționării tehnologiei de mecanică fină în fabricație și exploatare.

7. *Analiza refuzurilor în exploatarea radioreceptoarelor și televizoarelor fabricate de Uzinele Electronica,* de Ing. H. Riesenberg.

În lucrare se tratează următoarele probleme:

Influența calității materialelor asupra refuzurilor în exploatarea subansamblelor și produselor Uzinelor Electronica.

Stabilirea caracteristicilor pentru siguranța de funcționare a elementelor componente.

Dispersia parametrilor principali a produselor Uzinelor Electronica și cauzele care le generează.

Siguranța de funcționare a aparatelor de radio și televiziune, realizate în cursul anului 1963 după datele statistice ale Serviciului de Control Tehnic.

8. *Siguranța de funcționare a aparaturii sistemelor de curenți purtători,* de Ing. S. Ștefănescu și Ing. H. Sinnreich.

În procesul de realizare a echipamentelor de curenți purtători, la echipamente ce s-au elaborat în țara noastră, proiectanții au avut în vedere necesitatea realizării unei bune siguranțe de funcționare.

În legătură cu aceasta se definește noțiunea de „gestiune a calității" ca un ansamblu de operații care contribuie la determinarea și realizarea unui nivel de calitate corespunzător. Se definesc parametrii specifici corespunzători acestei noțiuni și se determină aceștia pentru amplificatoarele unui traseu de comunicații.

9. *Calculul toleranțelor admisibile la circuitele trece-tot,* de Șef lucrări Ing. Adelaida Mateescu.

Lucrarea are drept scop stabilirea metodei de calcul al toleranțelor elementelor de circuit, atunci cînd abaterea admisibilă a parametrilor de lucru este dată.

Se studiază senzitivitatea parametrilor de lucru ai circuitelor trece-tot la variația elementelor. Se trasează curbele universale pe baza cărora se poate calcula abaterea parametrilor de lucru, oricare ar fi schema circuitului trece-tot. Se arată care este contribuția pierderilor în bobine și condensatoare la modificarea parametrilor de lucru.

Se consideră apoi că deviațiile elementelor sînt variabile aleatorii și se face sumarea statistică a efectelor presupunînd legea de distribuție a erorilor cunoscute. Pe baza rezultatelor obținute se stabilește metoda de calcul al toleranțelor atunci cînd abaterea admisibilă a parametrilor de lucru este dată. Metoda de calcul poate fi utilizată în prescrierea toleranțelor pentru liniile de întîrziere, liniile de defazaj constant și circuitele corectoare de fază, cu constante concentrate.

10. *Redundanța cerută pentru un anumit grad de funcționare a sistemelor radioelectronice,* de Lt. Col. Ing. E. Oancea.

În aparatura radioelectronică specială care conține un număr mare de piese se pune problema realizării sistemelor sigure din elemente mai puțin sigure. Deoarece adăugarea elementelor redundante duce la creșterea prețului de cost al aparaturii, prezintă interes analiza diferitelor metode de realizare a redondanței sub aspectul obținerii siguranței de funcționare necesare cu un număr minim de elemente redundante.

În referat se dau relaţiile pentru calculul siguranţei de funcţionare a sistemelor cu redundanţă generală şi cu redundanţă distribuită, în cazul conectării permanente a elementelor redundante, sau în cazul conectării lor succesive. Sînt date de asemenea relaţiile pentru calculul siguranţei de funcţionare a sistemelor formate din elemente a căror siguranţă de funcţionare este distribuită în timp după legi diferite (distribuţia exponenţială, distribuţia Rayleigh, distribuţia Gauss).

Se arată de asemenea dependenţa siguranţei de funcţionare a sistemelor funcţie de structura schemei (funcţie de rolul diferitelor elemente componente în schema sistemului).

11. *Influenţa proiectării, a condiţiilor de fabricare şi a condiţiilor de utilizare asupra siguranţei de funcţionare a dispozitivelor semiconductoare,* de Conf. Ing. R. Stere.

Siguranţa de funcţionare a dispozitivelor semiconductoare este realizată prin utilizarea judicioasă a unor dispozitive corect proiectate şi bine fabricate.

În referat se trec în revistă principalele procese care duc la ieşirea din uz a dispozitivelor semiconductoare (defecţiuni de structură, contaminări interne, suprasolicitări electrice, termice etc.) şi se arată măsurile de ordin constructiv, tehnologic şi de utilizare care permit detectarea acestor procese şi evitarea ieşirilor din uz.

12. *Metodica de încercare la durata de viaţă a dispozitivelor semiconductoare şi stabilirea parametrilor de funcţionare,* de Ing. V. Pauker şi Ing. C. Popescu.

Se prezintă o serie de aspecte ale încercărilor asupra comportării în timp a dispozitivelor semiconductoare în condiţii de solicitări diverse (temperatura ambiantă, disipaţii, tensiuni etc.) legate de stabilirea parametrilor de funcţionare esenţiali ai dispozitivelor semiconductoare.

Pentru ilustrarea unora dintre aspecte se prezintă rezultatele lucrărilor efectuate în cadrul IPRS în scopul determinării duratei de viaţă a dispozitivelor fabricate prin licenţă ca şi a parametrilor esenţiali ai unor dispozitive semiconductoare.

13. *Metodica de încercare a duratei de viaţă a pieselor radio şi corelaţia rezultatelor cu condiţiile de fabricaţie,* de Ing. M. Oncescu şi Ing. I. Ristea.

Lucrarea tratează următoarele probleme:

— Obţinerea de informaţii privitoare la siguranţa de funcţionare a pieselor radio, fie prin exploatarea acestora, fie pe calea încercărilor de durată de viaţă.

— Stabilirea condiţiilor de încercare (temperatură, regim electric, umiditate, şocuri mecanice) a aparaturii de încercare şi a modului în care sînt dispuse şi fixate piesele în timpul încercării.

— Aprecierea calitativă a siguranţei de funcţionare a pieselor radio pe baza încercărilor complexe, forţate, la durata de viaţă.

— Aprecierea privind influenţa duratei de viaţă a pieselor radio asupra siguranţei de funcţionare a aparaturii radioelectronice.

— Îmbunătăţirea tehnologiei de fabricaţie a pieselor de radio bazată pe rezultatele obţinute la încercările de durată de viaţă.

Lucrarea mai cuprinde curbe şi diagrame privind rezultatele măsurătorilor de durată de viaţă, tratate în literatura de specialitate precum şi unele măsurători efectuate de IPRS. De asemenea sînt incluse unele elemente de matematică, statistică, necesare la stabilirea criteriilor pentru siguranţa de funcţionare a pieselor.

14. *Cîteva aspecte cu privire la siguranţa de funcţionare a aparaturii radioelectronice speciale,* de General Maior Ing. I. Angheloiu.

Una din problemele cu care se întîlnesc permanent cei care proiectează, construiesc şi exploatează aparatura radioelectronică militară este problema siguranţei de funcţionare.

Cerinţele faţă de siguranţa de funcţionare a aparaturii radioelectronice militare sînt dictate de condiţiile specifice ale folosirii ei în armată şi faptul că aparatura radioelectronică numeroasă şi complexă joacă un rol din ce în ce mai mare în ducerea acţiunilor de luptă.

În referat se prezintă o serie de aspecte cu privire la siguranţa de funcţionare a aparaturii sistemelor radioelectronice militare: condiţiile specifice de lucru ale aparaturii, cerinţele faţă de siguranţa de funcţionare, o comparaţie între valoarea siguranţei de funcţionare obţinută pe bază de calcul şi valoarea reală a siguranţei de funcţionare în exploatare, reparabilitatea aparaturii sistemelor radioelectronice militare etc.

15. *Organizarea şi sarcinile subunităţilor de siguranţă de funcţionare din uzinele producătoare de aparatură radioelectronică,* de Conf. Ing. V. Cătuneanu, candidat în ştiinţe tehnice.

Pornind de la aprecierea importanţei unei activităţi sistematice pentru ridicarea substanţială a nivelului siguranţei de funcţionare a aparaturii radioelectronice fabricată în ţara noastră, autorul prezintă propuneri pentru organizarea, în uzinele producătoare, a unor subunităţi de siguranţă de funcţionare.

Lucrările de coordonare a acestei activităţi vor reveni unei „comisii de siguranţă de funcţionare".

Calculul siguranţei de funcţionare a produselor radioelectronice în curs de elaborare, sub formă preliminară şi definitivă, se propune să se execute de către o grupă de calcul al siguranţei de funcţionare, organizată în cadrul Serviciului Constructor Şef.

Cu problemele siguranţei de funcţionare ale produselor de serie într-o primă etapă se va ocupa în timpul fabricaţiei, un laborator de siguranţă de funcţionare. Acesta ar urma să se dezvolte sub forma unui „serviciu de siguranţă de funcţionare".

În lucrare se precizează sarcinile concrete şi responsabilităţile pe care trebuie să le aibă aceste subunităţi de siguranţă de funcţionare.

* * *

Discuţiile purtate s-au ridicat la un înalt nivel tehnico-ştiinţific, ceea ce a ilustrat preocuparea pentru rezolvarea acestei probleme.

Simpozionul a contribuit la ridicarea cunoştinţelor inginerilor şi tehnicienilor din ramura telecomunicaţiilor şi la amorsarea unor noi probleme în siguranţa de funcţionare a aparaturii radioelectronice, problemă care devine din ce în ce mai actuală în tehnica telecomunicaţiilor din ţara noastră.

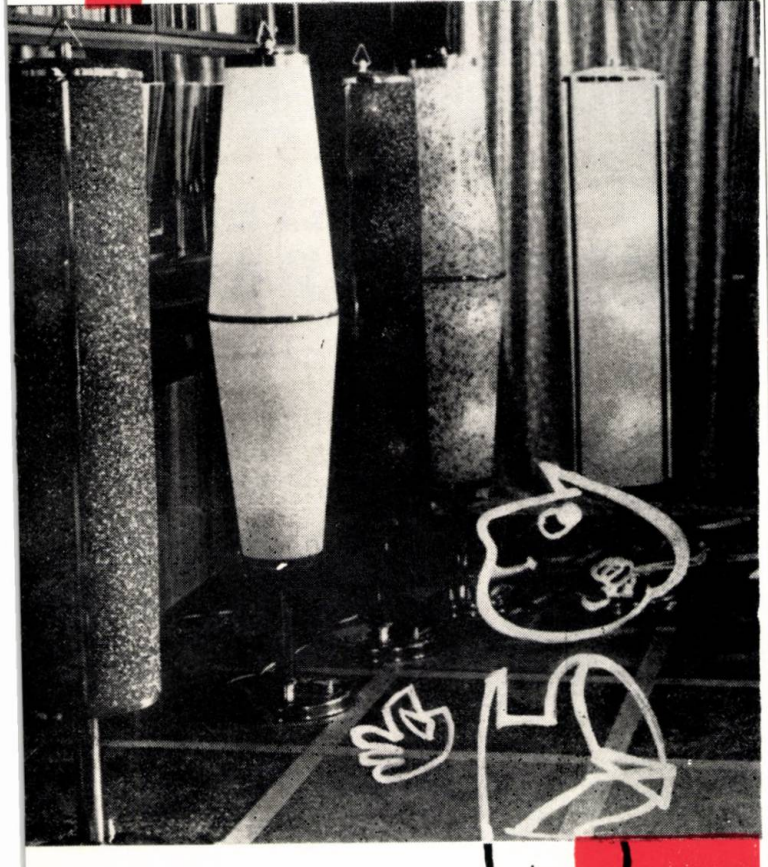
MŰSZAKI KÖNYVTÁR

FABRICA VICTORIA TIMIŞOARA

MARCA Guban

A REALIZAT UN NOU PRODUS
PENTRU SECTORUL INDUSTRIAL
ŞI CASNIC:

**CORPURI DE ILUMINAT
DIN
MATERIAL PLASTIC CRISTALIN,
DE MARE EFECT**



M. T. Tc.

ÎNTREPRINDEREA DE CONSTRUCŢII ÎN TRANSPORTURI

BRAŞOV

EXECUTĂ:

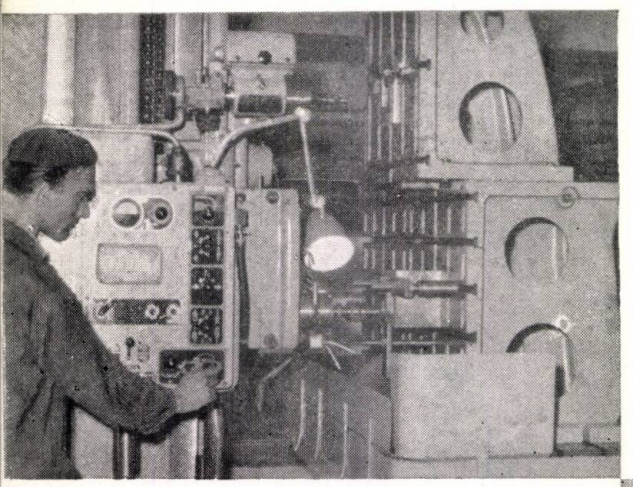
- Lucrări specifice transporturilor pe căile ferate ca: terasamente, poduri, viaducte, tuneluri, clădiri și instalații în vederea modernizării și îmbunătățirii exploatării.

- Lucrări de modernizare a drumurilor cu îmbrăcăminți de beton asfaltic și beton de ciment, precum și lucrările de artă aferente.

- Construcții industriale pentru întreținerea autovehiculelor și pentru repararea parcului auto.

- Lucrări de modernizare a pistelor pentru aeroporturi și lucrări speciale de construcții legate de exploatarea aeroporturilor.

Pentru telecomunicații, clădiri în vederea modernizării și lărgirii traficului P. T. T.



UZINA

ELECTROBANAT

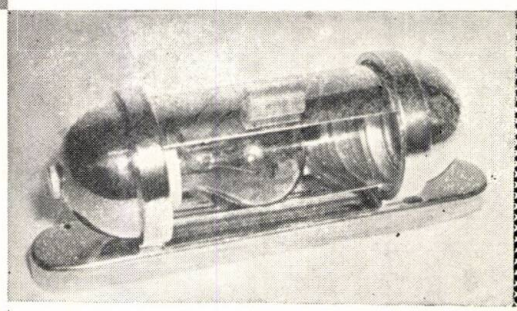
TIMIȘOARA

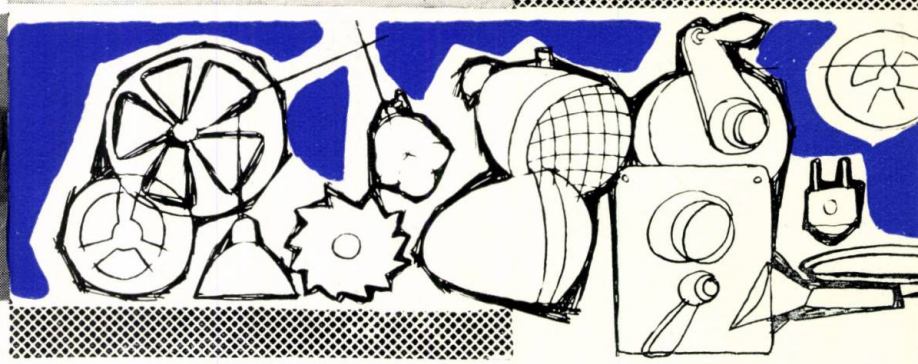
EXECUTĂ ȘI LIVREAZĂ
PENTRU SECTORUL TELECOMUNICAȚII:

PILE ELECTRICE, BATERII, LANTERNE, LUSTRE

APARATAJ PENTRU CORPURI DE ILUMINAT etc

ELBA





---

icrma

ÎNTREPRINDEREA DE CONSTRUCȚII ȘI REPARAȚII MATERIAL AERONAUTIC

BUCUREȘTI

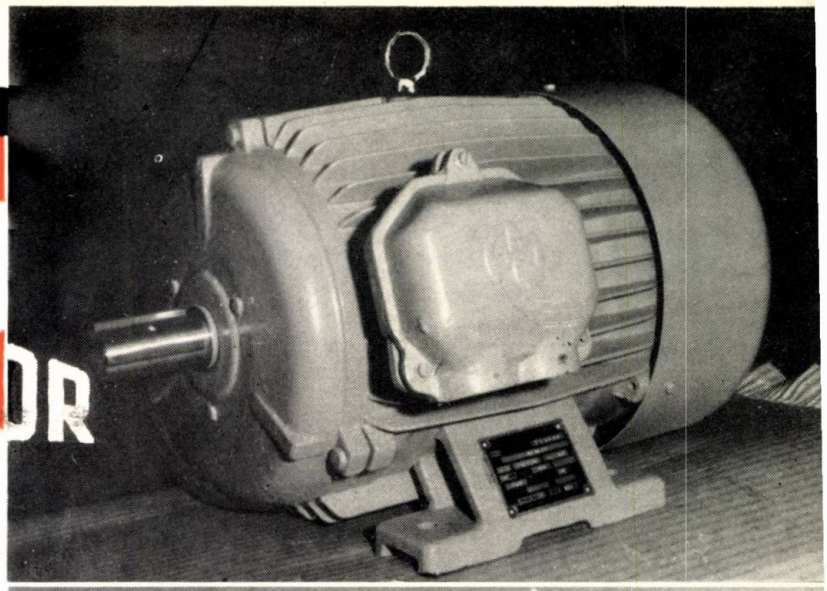
AEROPORTUL BĂNEASA • TEL. 18.66.10 – 17.24.02

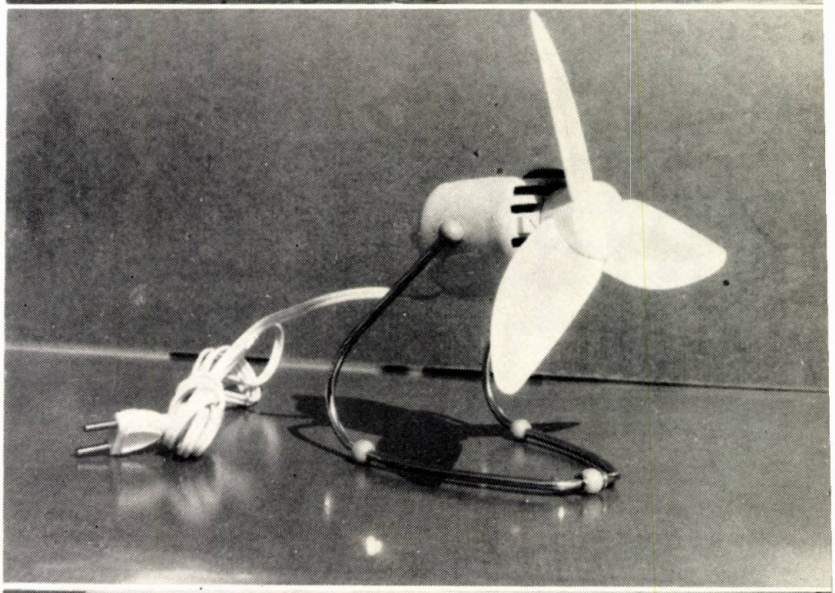
- Repară toate tipurile de avioane și motoare clasice
- Fabrică piese de schimb, agregate și utilaje pentru avioane și motoare

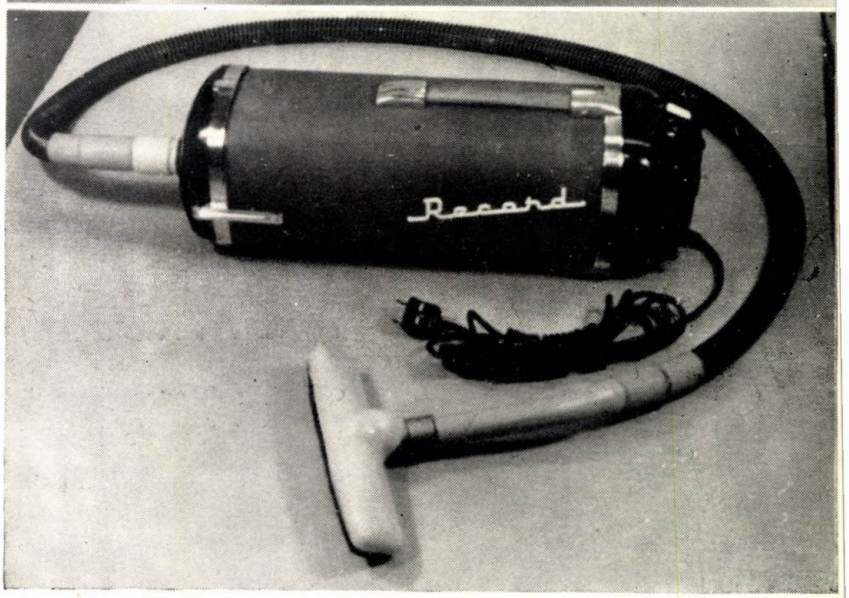
ELECTROMOTOR

TIMIȘOARA

Motoare electrice asincrone trifazate:
cu rotor în scurt circuit de 7,5—30 kw
cu rotor bobinat de 4,5—28 kw
Ventilatoare de mină antigrizutoase
Motoventilatoare pentru locomotiva diesel electrică
Ventilatoare de masă
Generatoare de curent continuu 12 v
Relee regulatoare pentru autovehicule și tractoare
Micromotoare pentru mașini de spălat rufe și de cusut
Aspiratoare de praf tip Record

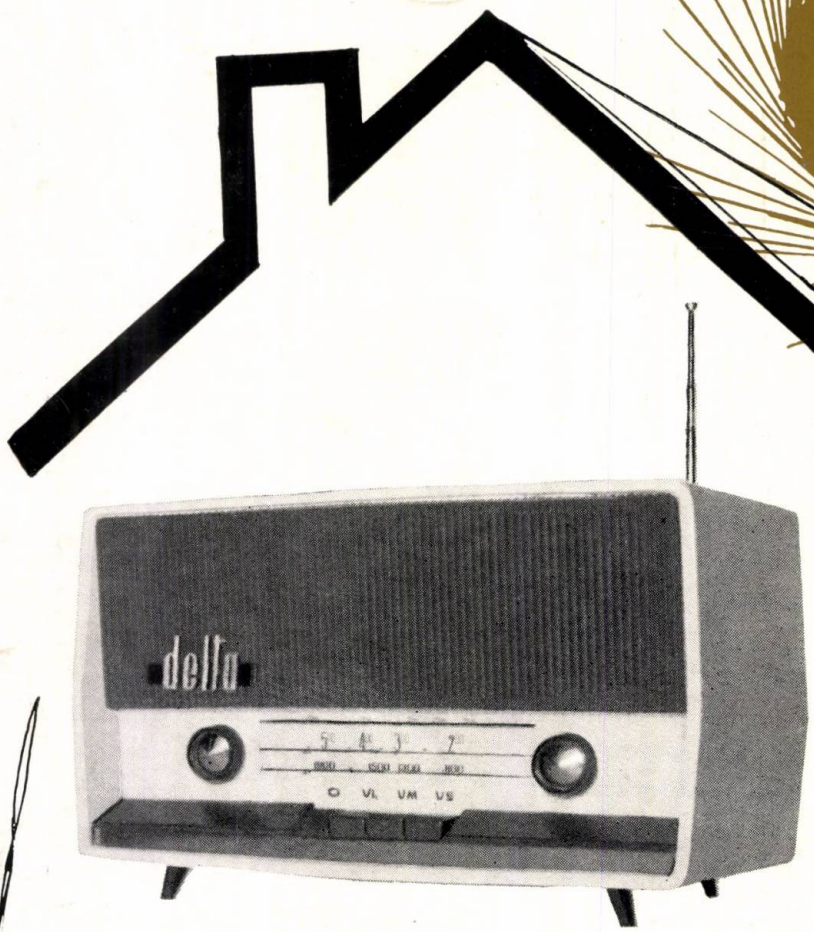






FIRMA EXPORTATOARE
A PRODUSELOR

MAȘINEXPORT
BUCUREȘTI



delta

RADIORECEPTOR cu:

- 7 tranzistoare și două diode
- schimbător de lungimi de undă sistem claviatură
- 3 game de lungimi de undă (UL, UM, US)
- difuzor eliptic de 1 VA
- Radioreceptorul este prezentat într-o casetă de polistiren, colorată, dimensiuni aproximative: 358 x 200 x 170 mm
- Alimentarea se face cu 6 baterii electrice 1,5 V fiecare
- Greutate 3,5 kg

PRODUS DE UZINELE

Electronica

E1741

RADIOCOMUNICAȚII · TELEFONIE ·

telecomunicații

TELEGRAFIE · TELEVIZIUNE · ELECTROACUSTICĂ

1964

6

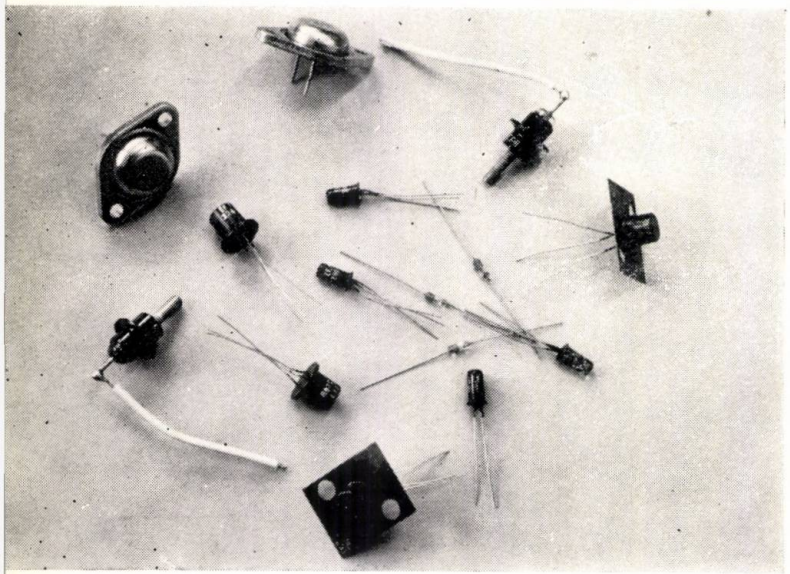
TELECOMUNICAȚII ★ Anul 8 ★ Nr. 6 ★ p. 241—278 ★ București ★ septembrie 1964

I. P. R. S.

ÎNTREPRINDERE DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTOARE

— BĂNEASA —

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 • BUCUREŞTI • TELEFON: 17.73.30



PRODUCE:

PIESE RADIO

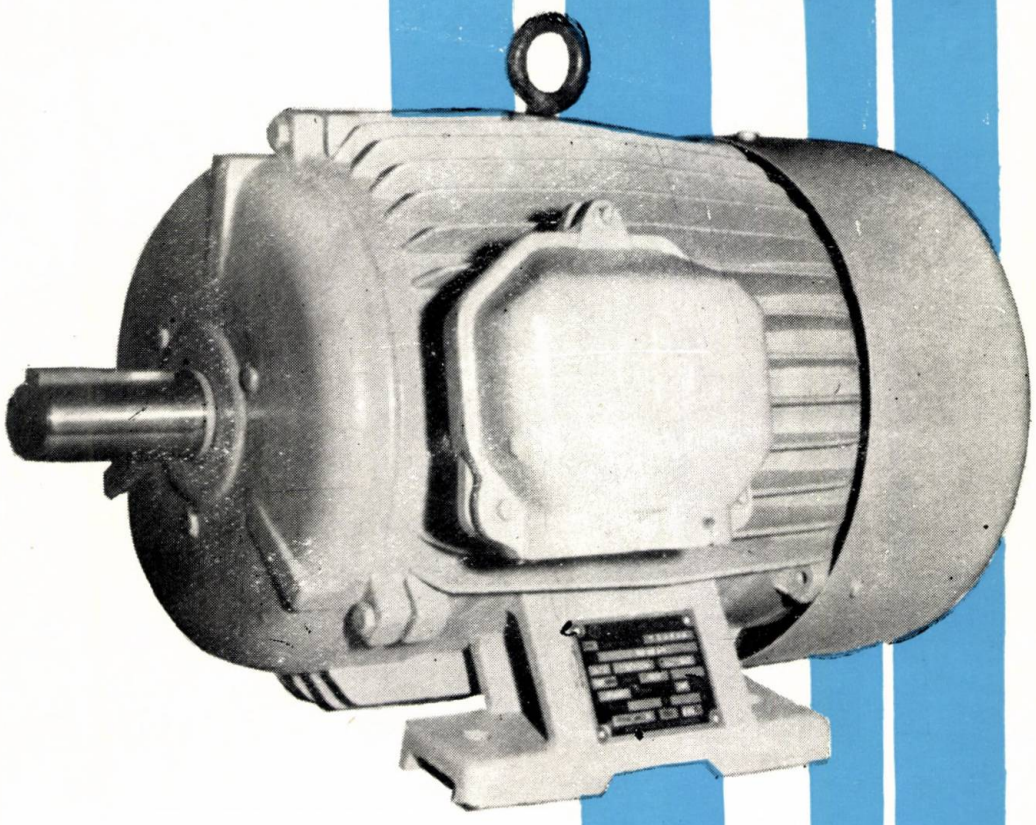
- Rezistenţe cu peliculă de carbon
- Condensatoare styroflex
- Condensatoaré ceramice
- Condensatoare cu hîrtie
- Condensatoare electrolitice
- Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

- Tranzistoare cu germaniul de mică putere
  de joasă frecvenţă
  de înaltă frecvenţă
  Drift de înaltă frecvenţă
- Tranzistoare cu germaniu de medie putere şi joasă frecvenţă
- Tranzistoare cu germaniu de putere şi joasă frecvenţă
- Diode cu germaniu
- Redresoare cu germaniu
- Diode stabilizatoare de tensiune, cu siliciu
- Redresoare cu siliciu
- Fotodiode
- Termistoare

ELECTROMOTOR

TIMIȘOARA



Produce:

Motoare electrice asincrone trifazate:
cu rotor în scurt circuit de 7,5—30 kw
cu rotor bobinat de 4,5—28 kw

Ventilatoare de mină antigrizutoase

Motoventilatoare pentru locomotiva diesel electrică

Ventiiatoare de masă

Generatoare de curent continuu 12 v

Relee regulatoare pentru autovehicule și tractoare

Micromotoare pentru mașini de spălat rufe și de cusut

Aspiratoare de praf tip Record

FIRMA EXPORTATOARE A PRODUSELOR

MAȘINEXPORT — BUCUREȘTI

UZINELE

ELECTRO-BANAT

TIMIŞOARA

Livrează:

Candelabre,

accesorii pentru candelabre,

lămpi pentru noptiere,

dulii, lanterne,

aparataj de joasă tensiune,

baterii, pile electrice,

corpuri de iluminat pentru vehicule,

aparataj pentru vehicule.

ELBA

---

icrma

ÎNTREPRINDEREA DE CONSTRUCȚII ȘI REPARAȚII MATERIAL AERONAUTIC

BUCUREȘTI

AEROPORTUL BĂNEASA • TEL. 18.66.10 — 17.24.02

- Repară toate tipurile de avioane și motoare clasice
- Fabrică piese de schimb, agregate și utilaje pentru avioane și motoare

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacția: București, Calea Griviței nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 8 Nr. 6 septembrie

CUPRINS

Piringher, R. **Caracteristicile de atenuare și de fază la frecvențe joase ale unui amplificator cu tranzistor cu cuplaj RC**

Se deduc, în cazul general, caracteristicile la frecvențe joase ale unui etaj RC în conexiune EC, discutîndu-se critic datele existente în literatură. Se verifică experimentar rezultatele teoretice. Se dau indicații de proiectare și un exemplu de calcul.

Telecomunicații, București, 8 (1964), nr. 6, pag. 241–247

Vătășescu, A.: **Redresor stabilizat tranzistorizat cu performanțe ridicate**

Presupunîndu-se cunoscută funcționarea montajelor stabilizatoare de tensiune cu tranzistoare se deduc formule generale simple pentru aprecierea performanțelor. În continuare se prezintă un stabilizator cu performanțe ridicate, realizat în întregime cu piese fabricate în țară.

Telecomunicații, București, 8 (1964), nr. 6, pag. 248–252

Damachi, E. și Stanciu, N.: **Asupra aprecierii conținutului de detalii și calității redării contururilor în imaginea de televiziune**

Se analizează posibilitățile de apreciere a conținutului de detalii și a calității redării contururilor în imaginea de televiziune. Se propune o terminologie corespunzătoare, care permite caracterizarea imaginii atît din punct de vedere obiectiv, cît și subiectiv.

Telecomunicații, București, 8 (1964), nr. 6, pag. 253–259

Sinnreich, H.: **Diagrame de semnal**

În lucrare se face o introducere în metoda diagramelor de semnal.

În prima parte se dau noțiuni generale și formula cîștigului, iar în partea doua se arată aplicațiile metodei la analiza circuitelor liniare.

În ultima parte se definesc noțiunile de reacție prin diagrame de semnal și se indică metoda de analiză a circuitelor cu reacție prin aceste diagrame.

Telecomunicații, București, 8 (1964), nr. 6, pag. 259–270

Mihăilescu, E.: **Televizorul VS 43—621 A „Tonitza"**

Se prezintă schema de principiu și detalii de funcționare ale televizorului VS 43—621 A „Tonitza". Se dau particularitățile constructive și o listă a materialelor electrice și a pieselor componente ale televizorului.

Telecomunicații, București, 8 (1964), nr. 6, pag. 270–274

Ianculovici, B.: **Instalație de impulsuri pentru ridicarea caracteristicilor tuburilor electronice de putere**

Se prezintă o instalație de impulsuri pentru ridicarea caracteristicilor tuburilor electronice de putere, realizate de autor.

Telecomunicații, București, 8 (1964), nr. 6, pag. 274–277

Mircea, A.: **Notă asupra alegerii parametrului de cîmp intern al unui tranzistor drift.**

Telecomunicații, București, 8 (1964), nr. 6, pag. 277–278

Comitetul de redacție

ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEȘ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în științe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor și Telecomunicațiilor, ing. B. IONIȚĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECȘULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R. P. R. — Redacția și Administrația: București, Calea Griviței nr. 193 B, Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, Calea Griviței nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B.R.P.R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. — Prețul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" — București c. 2094

telecomunicații

Anul VIII • nr. 6 • septembrie 1964

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1383

Ing. REINHARD PIRINGHER

Caracteristicile de atenuare și de fază la frecvențe joase ale unui amplificator cu tranzistor cu cuplaj RC*

1. Introducere

Cel mai des întîlnit etaj de amplificare de joasă frecvență de semnale mici cu tranzistor este cel cu cuplaj RC în conexiune emitor comun reprezentat în figura 1. În acest montaj amplificarea scade la frecvențe joase față de valoarea sa la frecvențe medii datorită creșterii reactanței condensatoarelor C (de blocare a tensiunii continue existente la bornele lui R_e și, eventual, la bornele sursei de semnal) și C_e (de decuplare a rezistenței de stabilizare termică R_e).

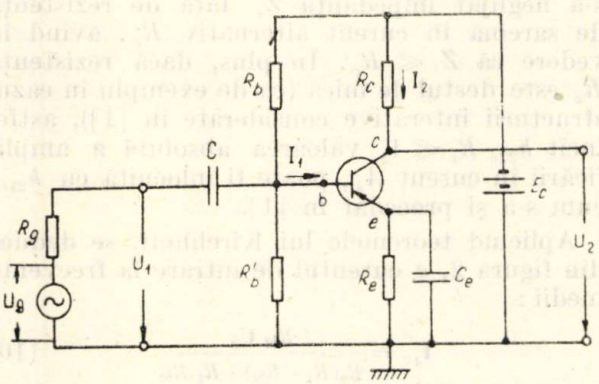


Fig. 1. Etaj de amplificare cu cuplaj RC în conexiune emitor comun

2. Caracteristicile de atenuare și de fază în cazul general

Dacă se notează cu R_{bt} rezistența echivalentă lui R_b și R'_b în paralel și cu $\mathbf{Z}_e$ impedanța din circuitul de emitor (R_e în paralel cu C_e)

$$R_{bt} = \frac{R_b R'_b}{R_b + R'_b}, \qquad \mathbf{Z}_e = \frac{R_e}{1 + j\omega C_e R_e}; \tag{1}$$

schemele echivalente ale circuitului de intrare la frecvențe medii (la care condensatoarele C și C_e pot fi considerate ca fiind scurtcircuite) și la frecvențe joase se reprezintă ca în figura 2.

Caracteristica de atenuare și cea de fază se vor obține cu ușurință din raportul între amplificarea în tensiune la frecvențe joase $\mathbf{A}_j$ și amplificarea în tensiune la frecvențe medii $\mathbf{A}_0$, scrise sub formă de expresii cu mărimi complexe. Cu notațiile din figura 2, *a* se poate scrie la frecvențe medii

$$\mathbf{A}_0 = \frac{\mathbf{U}_{20}}{\mathbf{U}_1} = \frac{\mathbf{U}_{20}}{R_1 \mathbf{I}_{10}}, \tag{2}$$

unde

$$R_1 = h_{11e} - \frac{h_{12e} h_{21e} R_c}{1 + h_{22e} R_c} \tag{3}$$

este rezistența de intrare la frecvențe medii.

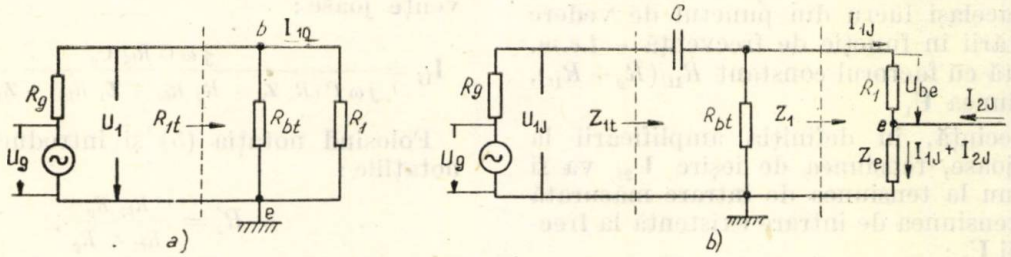


Fig. 2. Schemele echivalente ale circuitului de intrare
a – la frecvențe medii; b – la frecvențe joase

În relația (3), ca și în celelalte relații în care va interveni, prin rezistența R_e trebuie înțeleasă rezistența de sarcină în curent alternativ, egală cu rezistența din colector dacă etajul lucrează în gol (ca în fig. 1) sau cu rezistența din

* Comunicare științifică la cea de a VIII-a sesiune științifică a cadrelor didactice din Institutul politehnic-București, 22—23 februarie, 1964.

colector în paralel cu rezistența de utilizare, dacă etajul debitează energie pe o rezistență (de exemplu, rezistența de intrare în etajul următor). În acest din urmă caz, întîlnit cel mai frecvent în practică, rezistența în curent alternativ poate fi mult mai mică decît rezistența din colector, și atunci termenul al doilea din (3) devine neglijabil, astfel încît $R_1 \approx h_{11e}$. Aceasta este situația și pentru etajul dintr-o structură iterativă (etaje identice în cascadă, teoretic în număr infinit, practic în număr mai mare decît două), examinată în [1], în care se neglijează, în mod justificat, cel de al doilea termen din (3).

La frecvențe joase, cu notațiile din figura 2, *b*, este de observat că față de tensiunea $\mathbf{U}_{be} = R_1 \mathbf{I}_{1j}$ amplificarea în tensiune dată de tranzistor rămîne aceeași ca la frecvențe joase $\mathbf{A}_0$, deoarece în procesul de amplificare de la tensiunea $\mathbf{U}_{be}$ la tensiunea $\mathbf{U}_2$ nu mai intervine nici un element dependent de frecvență în domeniul frecvențelor joase.

O altă observație trebuie făcută în legătură cu tensiunea de intrare. Aceasta se modifică de la valoarea

$$\mathbf{U}_1 = \frac{R_{1t}}{R_g + R_{1t}} \mathbf{U}_g \qquad (4)$$

la frecvențe medii, la valoarea

$$\mathbf{U}_{1j} = \frac{\mathbf{Z}_{1t}}{R_g + \mathbf{Z}_{1t}} \mathbf{U}_g \qquad (4')$$

la frecvențe joase, în care

$$R_{1t} = \frac{R_1 R_{bt}}{R_1 + R_{bt}}; \quad \mathbf{Z}_{1t} = \frac{1}{j\omega C} + \frac{\mathbf{Z}_1 R_{bt}}{\mathbf{Z}_1 + R_{bt}} \qquad (5)$$

sînt impedanțele de intrare resimțite de generatorul de semnal la frecvențe medii, respectiv la frecvențe joase. La modificarea impedanței de intrare este constantă *t.e.m.* $\mathbf{U}_g$ a generatorului și nu tensiunea de intrare $\mathbf{U}_{1j}$, deci trebuie luată ca referință *t.e.m.* $\mathbf{U}_g$ sau — ceea ce înseamnă același lucru din punctul de vedere al comportării în funcție de frecvență — *t.e.m.* $\mathbf{U}_g$ înmulțită cu factorul constant $R_{1t}/(R_g + R_{1t})$, adică tensiunea $\mathbf{U}_1$.

În consecință, în definiția amplificării la frecvențe joase, tensiunea de ieșire $\mathbf{U}_{2j}$ va fi raportată nu la tensiunea de intrare măsurată $\mathbf{U}_{1j}$, ci la tensiunea de intrare existentă la frecvențe medii $\mathbf{U}_1$:

$$\mathbf{A}_j = \frac{\mathbf{U}_{2j}}{\mathbf{U}_1} = \frac{\mathbf{A}_0 \mathbf{U}_{be}}{\mathbf{U}_1} = \frac{\mathbf{A}_0 R_1 \mathbf{I}_{1j}}{R_1 \mathbf{I}_{10}} = \mathbf{A}_0 \frac{\mathbf{I}_{1j}}{\mathbf{I}_{10}}. \qquad (6)$$

În felul acesta se ține seama de modificarea tensiunii de intrare care depinde de valoarea rezistenței interne a generatorului de semnal R_g și se datorește valorii diferite de zero a reactanței condensatoarelor C și C_e, adică tocmai cauzei al cărei efect urmează a fi analizat.

Rezultă astfel:

$$\frac{\mathbf{A}_j}{\mathbf{A}_0} = \frac{\mathbf{I}_{1j}}{\mathbf{I}_{10}} \qquad (7)$$

ceea ce înseamnă că — nu numai pentru etaje de amplificare în structuri iterative, considerate în [1], în care amplificarea în tensiune este egală cu amplificarea în curent, ci, în general, studiul dependenței amplificării în tensiune în funcție de frecvență poate fi înlocuit prin studiul dependenței curentului de intrare.

În vederea explicitării relației (7) se determină apoi cu ușurință legătura dintre impedanța de intrare la frecvențe joase $\mathbf{Z}_1$ și cea la frecvențe medii (rezistența de intrare R_1):

$$\mathbf{Z}_1 = \frac{\mathbf{U}_{bm}}{\mathbf{I}_{1j}} = \frac{\mathbf{U}_{be} + \mathbf{Z}_e (\mathbf{I}_{1j} + \mathbf{I}_{2j})}{\mathbf{I}_{1j}} =$$

$$= R_1 + \mathbf{Z}_e (1 - \mathbf{A}_i) = R_1 + \mathbf{Z}_e (1 + A_i), \qquad (8)$$

în care

$$\mathbf{A}_i = -\frac{\mathbf{I}_{2j}}{\mathbf{I}_{1j}} = -\frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} R_c} = -A_i \qquad (9)$$

este amplificarea în curent. În expresia lui A_i s-a neglijat impedanța Z_e față de rezistența de sarcină în curent alternativ R_c, avînd în vedere că $Z_e \ll R_c$. În plus, dacă rezistența R_e este destul de mică (ca de exemplu în cazul structurii interative considerate în [1]), astfel încît $h_{22e} R_c \ll 1$, valoarea absolută a amplificării în curent A_i, poate fi înlocuită cu h_{21e}, cum s-a și procedat în [1].

Aplicînd teoremele lui Kirchhoff, se deduce din figura 2, *a* curentul de intrare la frecvențe medii:

$$\mathbf{I}_{10} = \frac{R_{bt} \mathbf{U}_g}{R_g (R_1 + R_{bt}) + R_1 R_{bt}} \qquad (10)$$

iar din figura 2, *b*, curentul de intrare la frecvențe joase:

$$\mathbf{I}_{1j} = \frac{j\omega C R_{bt} \mathbf{U}_g}{j\omega C (R_g \mathbf{Z}_1 + R_g R_{bt} + \mathbf{Z}_1 R_{bt}) + \mathbf{Z}_1 + R_{bt}}. \qquad (10')$$

Folosind notația (5) și introducînd în plus notațiile:

$$R_g' = \frac{R_{bt} R_g}{R_{bt} + R_g}; \qquad (11)$$

$$a = \frac{R_e (1 + A_i)}{R_g' + R_1}, \quad b = \frac{R_g + R_{1t}}{R_g + R_{bt}}, \qquad (12)$$

$$c = \frac{C}{C_e} \cdot \frac{R_g + R_{1t}}{R_e} = \frac{\eta}{\delta}, \quad d = \sqrt{a^2 + 2a - 1};$$

$$\delta = \omega C_e R_e, \quad \eta = \omega C (R_g + R_{1t}), \qquad (13)$$

variația amplificării la frecvențe joase capătă expresia :

$$\frac{\mathbf{A}_j}{\mathbf{A}_0} = \frac{\mathbf{I}_{1j}}{\mathbf{I}_{10}} = \frac{1}{1+\frac{1}{j\eta}+\frac{a}{1+j\delta}+\frac{ab}{j\eta\,(1+j\delta)}}, \quad (14)$$

a cărui modul constituie caracteristica de atenuare

$$\frac{A_j}{A_0} = \frac{\eta\sqrt{1+\delta^2}}{\sqrt{(1+ab-\delta\eta)^2+[\delta+\eta\,(a+1)]^2}} \quad (15)$$

și a cărei fază reprezintă caracteristica de fază.

Avînd în vedere că pentru un amplificator de audiofrecvență caracteristica de fază nu prezintă importanță practică, interpretarea rezultatelor se va face numai cu privire la caracteristica de atenuare. Ca de obicei, se va considera drept frecvență limită de jos frecvența la care se produce o atenuare de 3 dB față de frecvențe medii, adică la care

$$\frac{A_j}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (16)$$

În acest sens este de observat că în [1] se consideră în mod inexact că o atenuare de 3 dB se obține cînd partea reală a lui $\frac{\mathbf{A}_0}{\mathbf{A}_j}$ este egală cu partea imaginară (de fapt cu partea imaginară cu semn schimbat) și nu cînd modulul lui $\frac{\mathbf{A}_0}{\mathbf{A}_j}$ este egal cu $\sqrt{2}$.

După cum se poate observa direct, egalitatea părții reale cu modulul părții imaginare corespunde unei faze de $\pm$ 45° și are loc, în general, la o frecvență diferită de cea la care atenuarea este de 3 dB. Numai în cazul expresiei simple de forma

$$\frac{\mathbf{A}_j}{\mathbf{A}_0} = \frac{1}{1+\frac{1}{j\xi}} \quad (17)$$

unde $\xi = \omega\, C\, R_g$, întîlnită la etajul de amplificare cu cuplaj RC cu tub electronic, frecvența la care modulul părții imaginare este egal cu partea reală ($\xi = 1$), pentru care faza este de 45°, este aceeași cu frecvența la care atenuarea este de 3 dB, căci la $\xi = 1$ se obține tocmai valoarea din (16). Dacă însă partea reală nu are valoarea 1, ca în cazul expresiei (14), frecvența limită la 3 dB atenuare diferă de frecvența la care faza ajunge la $\pm$ 45°.

În cazul în care frecvența limită de jos se definește la o atenuare diferită de 3 dB, calculele pot fi efectuate în mod similar, modificîndu-se doar în mod corespunzător condiția (16).

Frecvența limită de jos la 3 dB atenuare va rezulta în baza notației (13) sub forma

$$f_j = \frac{\omega_j}{2\pi} = \frac{\delta_j}{2\pi\, C_e\, R_e}, \quad (18)$$

în care δ_j se obține introducînd în relația (15) condiția (16) și ținînd seama de notația (13). Rezolvarea ecuației bipătrate corespunzătoare dă pentru pătratul lui δ_j expresia :

$$\delta_j^2 = \frac{d^2}{2}+\frac{a}{c}(1-b)+\frac{1}{2c^2}+\sqrt{\frac{d^4}{4}+\frac{a}{c}\left(d^2+\frac{1}{c^2}\right)(1-b)+\frac{a^2}{c^2}\left(\frac{3}{2}-2b+2b^2\right)+\frac{a^2}{c^2}(1+2b)+\frac{1}{2c^2}+\frac{1}{4c^4}}, \quad (19)$$

în care, pentru ușurarea efectuării calculelor numerice, termenii au fost astfel grupați, încît — în orice condiții — fiecare factor să fie pozitiv. Analiza completă a expresiei (19) a arătat că, oricare ar fi valorile lui a, b și c fizic posibile, este valabilă numai soluția cu semnul plus în fața radicalului.

Soluția exactă (19) este valabilă în toate cazurile ; însă are o expresie relativ complicată. Pentru majoritatea cazurilor (după cum se va vedea și în exemplele din § 7), $a \gg 1$ și $c > 0{,}1$ și atunci o parte din termeni pot fi neglijați, rezultînd cu o aproximație destul de bună :

$$\delta_j^2 \approx \frac{d^2}{2}+\frac{a}{c}(1-b)+\frac{1}{2c^2}+$$

$$+\sqrt{\frac{d^4}{4}+\frac{a\,d^2}{c}(1-b)+\frac{a^2}{c^2}\left(\frac{3}{2}-2b+2b^2\right)}. \quad (20)$$

În relațiile (14), (15), (19) și (20) se ține seama atît de influența condensatorului de cuplaj C cît și a celui de decuplare din emitor C_e asupra caracteristicilor de atenuare și de fază. Expresiile fiind relativ complicate, în cele ce urmează va fi considerată separat influența fiecărui condensator.

3. Influența condensatorului de cuplaj dintre etaje

Pentru a lua în considerare doar influența condensatorului C, se va neglija influența lui C_e, considerîndu-l foarte mare, $C_e \to \infty$, astfel că în (13), $\delta \to \infty$ și (14) devine

$$\frac{\mathbf{A}_{j1}}{\mathbf{A}_0} = \frac{1}{1+\frac{1}{j\eta}} = \frac{1}{1+\frac{1}{j\omega C(R_g+R_{1l})}}. \quad (21)$$

Caracteristica de atenuare (15) se simplifică sub forma

$$\frac{A_{j1}}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{1+\frac{1}{\eta^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1+\frac{1}{\omega^2 C^2 (R_g+R_{1l})^2}}} \quad (22)$$

iar caracteristica de fază corespunzătoare este

$$\varphi_{j1} = \text{arctg}\,\frac{1}{\eta} = \text{arctg}\,\frac{1}{\omega C (R_g + R_{1t})}. \quad (22')$$

Condiția (16) conduce la valoarea frecvenței limită de jos cînd se ia în considerare doar influența condensatorului de cuplaj :

$$f_{j1} = \frac{1}{2\pi C (R_g + R_{1t})}. \quad (23)$$

Această valoare a fost găsită și în [1], deoarece expresia (18) are forma simplă, cu partea reală a numitorului egală cu 1, și deci condiția de fază egală cu 45° se confundă cu condiția de atenuare egală cu 3 dB.

În [1] examinîndu-se doar cazul particular al structurilor iterative, în expresia lui f_{j1} în loc de R_g apare rezistența de ieșire a etajului anterior.

Relația (21) avînd aceeași formă cu cea care se obține la studiul influenței condensatorului de cuplaj la un amplificator cu cuplaj RC cu tub electronic [3], [4], alura caracteristicilor de atenuare și de fază este aceeași, astfel încît ele nu au mai fost redate aici.

4. Influența condensatorului de decuplare a rezistenței din emitor

Luînd în considerare doar influența condensatorului C_e, se neglijează influența lui C,

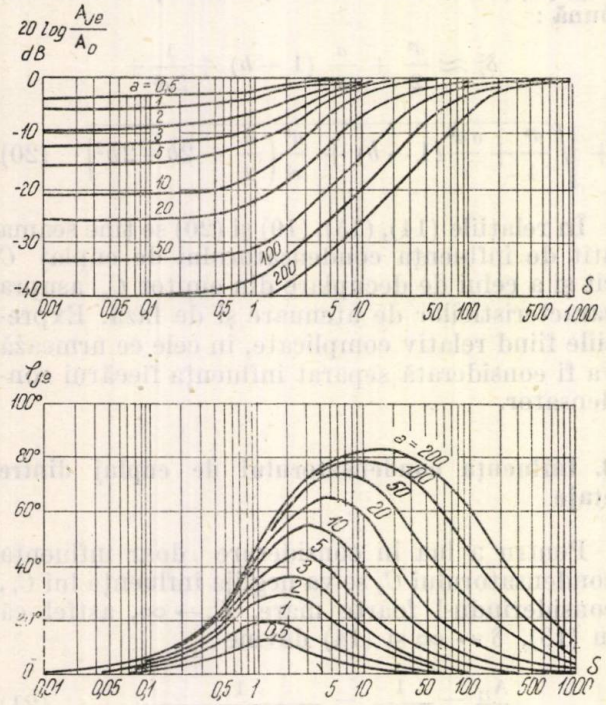


Fig. 3. Caracteristicile de atenuare și de fază cînd se ia în considerare numai influența condensatorului de decuplare C_e, în funcție de $\delta = 2\pi C_e R_e f$

considerîndu-l foarte mare, $C \to \infty$, deci în (13) $\eta \to \infty$ și (14) devine :

$$\frac{A_{je}}{A_0} = \frac{1}{1 + \dfrac{a}{1 + j\delta}} = \frac{1}{1 + \dfrac{a}{1 + j\,\omega C_e R_e}} \quad (24)$$

caracteristica de atenuare (15) capătă expresia :

$$\frac{A_{je}}{A_0} = \sqrt{\frac{1 + \delta^2}{(a+1)^2 + \delta^2}} = \sqrt{\frac{1 + \omega^2 C_e^2 R_e^2}{(a+1)^2 + \omega^2 C_e^2 R_e^2}} \quad (25)$$

iar caracteristica de fază :

$$\varphi_{je} = \text{arctg}\,\frac{a\delta}{a + 1 + \delta^2} = \frac{a\,\omega C_e R_e}{a + 1 + \omega^2 C_e^2 R_e^2}. \quad (25')$$

Aplicînd condiția (16) se obține valoarea frecvenței limită de jos cînd se ia în considerare doar influența condensatorului de decuplare a rezistenței din emitor :

$$f_{je} = \frac{\sqrt{a^2 + 2a - 1}}{2\pi C_e R_e} = \frac{d}{2\pi C_e R_e}. \quad (26)$$

Această valoare nu există, decît dacă expresia de sub radical este pozitivă, adică dacă $a \geqslant 0{,}42$, ceea ce are practic întotdeauna loc. Dacă $a < 0{,}42$, caracteristica de atenuare nu atinge nici la frecvența zero o atenuare de 3 dB.

Pentru montajele practic folosite, aproape întotdeauna

$$a = \frac{R_e (1 + A_i)}{R_g' + R_1} \gg 1 \quad (27)$$

și deci (26) se transformă în :

$$f_{je} \approx \frac{a}{2\pi C_e R_e} = \frac{1 + A_i}{R_g' + R_1} \cdot \frac{1}{2\pi C_e}. \quad (28)$$

O expresie similară a fost găsită și în [1], deoarece dacă condiția (27) este îndeplinită, relația (24) capătă o formă simplă în care condiția de fază 45° impusă în [1] se confundă cu condiția de 3 dB atenuare.

În figura 3 au fost reprezentate caracteristicile de atenuare (exprimate în decibeli) și de fază în funcție de $\delta = 2\pi C_e R_e f$ și în figura 4 aceleași caracteristici în funcție de $f/f_{je} = \delta/d$, în abscisă folosindu-se de fiecare dată scara logaritmică. Curbele au fost trasate pentru diferite valori ale parametrului a.

Este demn de remarcat faptul că dacă este îndeplinită condiția (27), frecvența f_{je} nu depinde de R_e, conform relației (28). Situația este similară celei întîlnite la studiul influenței decuplării insuficiente a rezistenței de ecran R_{ec} la pentode și a rezistenței de negativare automată R_k din catodul unui tub electronic. În aceste cazuri, dacă $R_{ec}/R_{ie} \gg 1$, respectiv $SR_k \gg 1$ (R_{ie} fiind rezistența internă de ecran, iar S panta tubului), frecvența limită de jos cînd se ia în considerare numai influența condensatorului C_{ec} de decuplare a rezistenței R_{ec} sau a condensatorului C_k de decuplare a rezistenței R_k este independentă de R_{ec} sau de R_k, depinzînd doar de R_{ie} și C_{ec}, respectiv de S și C_k. Această asemănare este explicabilă, avînd în vedere că expresia caracteristicilor de atenuare și de fază are aceeași formă

(24) și în privința decuplării insuficiente a rezistenței de ecran, respectiv a rezistenței de negativare, în locul parametrului a intervenind mărimile R_{ec}/R_{ie} sau SR_k [3], [4].

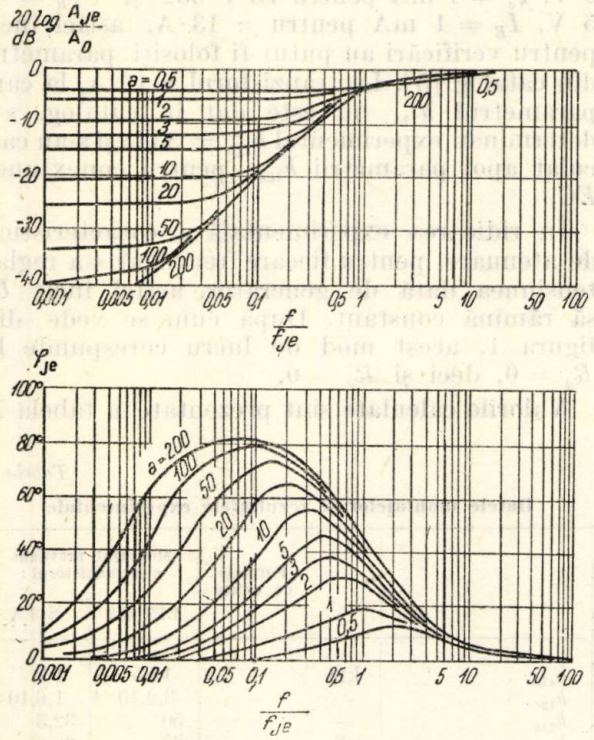


Fig. 4. Caracteristicile de atenuare și de fază cînd se ia în considerare numai influența condensatorului de decuplare C_e în funcție de $f/f_{je} = \delta/d$

De aici mai rezultă și aceeași formă a caracteristicilor de atenuare și de fază date de relațiile (25) și (25′) cu cele obținute la studiul influenței decuplării insuficiente pe ecran sau pe catod, numai că în cazul tranzistoarelor parametrul a are în mod obișnuit valori mult mai mari decît în cazul tuburilor.

5. Considerarea simultană a influenței ambelor condensatoare asupra frecvenței-limită de jos

În practică, după cum se va arăta la § 6 și § 7, de obicei $f_{je} \gg f_{j1}$, și atunci cele două caracteristici parțiale de atenuare (22) și (25) și caracteristica globală de atenuare calculată cu relația (15) au alura din figura 5, a; frecvența-limită de jos a etajului f_j este doar cu puțin mai mare decît f_{je}, putînd fi considerată practic egală cu aceasta. De asemenea, dacă $f_{j1} \gg f_{je}$ (fig. 5, b), se obține $f_j \gg f_{j1}$. În aceste două cazuri, cînd f_{j1} diferă mult față de f_{je}, este evident fizic și se observă, de asemenea, din diagrame că influența circuitului (de intrare sau de emitor), care are frecvența-limită scăzută, este neglijabilă, deoarece la frecvența-limită de jos mult mai mare a celuilalt circuit, atenuarea introdusă este neglijabilă. În aceste condiții, frecvența-limită globală a etajului f_j este practic egală (puțin mai mare) cu cea mai mare dintre frecvențele-limită parțiale f_{j1} și f_{je}.

Dacă însă frecvențele f_{j1} și f_{je} sînt apropiate (fig. 5, c) sau chiar egale, frecvența globală f_j, obținută din relațiile (18) și (19), va fi sensibil mai mare decît cea mai mare dintre frecvențele f_{j1} și f_{je}. Relația dintre f_j și f_{j1}, f_{je} depinde de coeficienții a și b definiți în (12). Printr-un calcul algebric laborios s-a găsit că dacă

$$a \geqslant 0{,}62 \qquad (29)$$

și b oricare (se observă din (12) că întotdeauna $b < 1$), adică în toate cazurile întîlnite în practică și pentru orice valori ale frecvențelor f_{j1} și f_{je}, frecvența-limită globală f_j a etajului este cuprinsă între:

$$\max\,(f_{j1},\, f_{je}) \leqslant f_j \leqslant f_{j1} + f_{je}, \qquad (30)$$

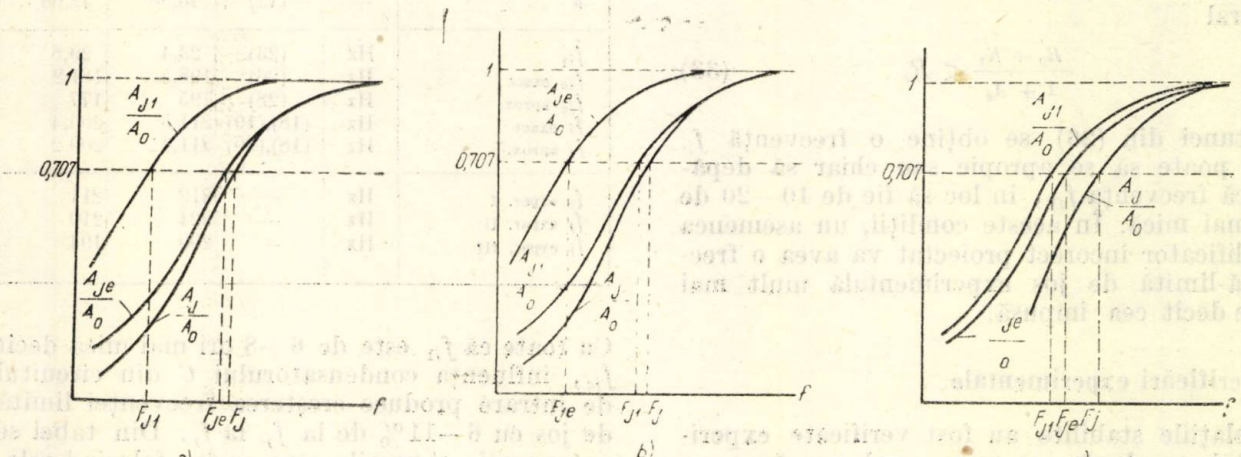


Fig. 5. Caracteristicile parțiale și globale de atenuare în trei cazuri: $a - f_{je} \gg f_{j1}$; $b - f_{je} \gg f_{ie}$; $c - f_{j1} \approx f_{je}$

unde prin max (f_{j1}, f_{je}) s-a notat valoarea cea mai mare dintre frecvențele f_{j1} și f_{je}.

6. Indicații de proiectare

Conform relațiilor (23) și (26), cele două frecvențe limită parțiale sînt invers proporționale cu capacitățile corespunzătoare și depind de parametrii tranzistoarelor și de rezistențele montajului și generatorului de semnal. Deoarece pentru montajele practice curente,

$$R_g + R_{1t} > \frac{R_e}{\sqrt{a^2 + 2a - 1}} \approx \frac{R'_g + R_1}{1 + A_i}, \quad (31)$$

la o frecvență limită globală f_j dată, C_e obținut din (26) sau (28), luînd $f_{je} = f_j$, este mai mare decît C obținut din (23), punînd $f_{j1} = f_j$. În consecință, de cele mai multe ori, se alege condensatorul C_e astfel, încît caracteristicile de atenuare și de fază la frecvențe joase să fie determinate de circuitul de emitor, adică $f_{je} = f_j$. Pentru C se ia apoi o valoare de 10 —20 ori mai mare decît cea rezultată din (20), așa încît

$$f_{j1} = \frac{f_{je}}{10...20}. \quad (32)$$

Astfel, cele două capacități rezultă apropiate (eventual se pot lua egale, v. § 8), iar frecvența limită globală va fi practic egală cu f_{je}.

Acest rezultat este în concordanță cu cele arătate în [1]. În [2], din contră, se recomandă să se calculeze condensatorul C din frecvența f_j impusă, iar C_e să fie dimensionată astfel, încît să se prezinte la frecvența f_j ca un scurt-circuit (să aibă o reactanță de 10 —20 de ori mai mică) față de rezistența R_e. O asemenea proiectare nu poate fi corectă, deoarece în general

$$\frac{R'_g + R_1}{1 + A_i} < R_e \quad (33)$$

și atunci din (26) se obține o frecvență f_{je} care poate să se apropie sau chiar să depășească frecvența f_{j1}, în loc să fie de 10 —20 de ori mai mică. În aceste condiții, un asemenea amplificator incorect proiectat va avea o frecvență-limită de jos experimentală mult mai mare decît cea impusă.

7. Verificări experimentale

Relațiile stabilite au fost verificate experimental pe două montaje, unul prevăzut cu tranzistorul romînesc EFT 352 (echivalent cu SFT 152), celălalt cu tranzistorul sovietic JI 13 A.

În ambele montaje au fost folosite următoarele valori pentru elementele de circuit: $R_c = 5$ kΩ, $R_b = 10$ kΩ, $R'_b = 1{,}5$ kΩ, $R_e = 1{,}5$ kΩ, $C = 10$ μF, $C_e = 25$ μF, sursa de alimentare fiind $E_C = 12$ V. În aceste condiții, punctul static de funcționare pentru ambele tipuri de tranzistoare s-a stabilit foarte aproape de cel indicat în catalog: $U_{CE} = -6$ V, $I_e = 1$ mA pentru EFT 352 și $U_{CB} = -5$ V, $I_E = 1$ mA pentru π 13 A, astfel încît pentru verificări au putut fi folosiți parametrii din catalog [5]. La tranzistorul π 13 A, la care parametrul h_{11b} nu este dat în catalog, s-a determinat experimental $h_{11b} = 33$ Ω și s-au calculat apoi parametrii h_{ike} pentru conexiunea *EC*.

În ridicarea experimentală a caracteristicii de atenuare, pentru fiecare frecvență s-a reglat tensiunea dată de generator, astfel încît U_1 să rămînă constant. După cum se vede din figura 1, acest mod de lucru corespunde la $R_g = 0$, deci și $R'_g = 0$.

Valorile calculate sînt prezentate în tabela 1.

Tabela 1

Datele montajelor și rezultatele experimentale

		Formula de calcul	Montajul prevăzut cu tranzistorul: EFT 352	Montajul prevăzut cu tranzistorul: π13 A
h_{11e}	kΩ	—	1,55	1,1
h_{12e}	—	—	$3{,}2.10^{-4}$	$1{,}6.10^{-3}$
h_{21e}	—	—	50	32,3
h_{22e}	μS	—	27	66,6
R_{bt}	kΩ	(1)	1,305	1,305
R_1	kΩ	(3)	1,47	0,906
R_{1t}	kΩ	(5)	0,692	0,535
A_i	—	(9)	44,1	24,2
a	—	(12)	46	41,7
b	—	(12)	0,531	0,410
c	—	(12)	0,185	0,143
d	—	(12)	46,98	42,68
f_{j1}	Hz	(23)	23,4	29,8
f_{je} exact	Hz	(26)	198,5	181,2
f_{je} aprox.	Hz	(28)	195	177
f_j exact	Hz	(18),(19)	211,5	200,4
f_j aprox.	Hz	(18),(20)	211,4	200,2
f_j exper. I	Hz	—	212	211
f_j exper. II	Hz	—	224	210
f_j exper. III	Hz	—	200	194

Cu toate că f_{j1} este de 6 —8 ori mai mică decît f_{je}, influența condensatorului C din circuitul de intrare produce creșterea frecvenței limită de jos cu 6 —11% de la f_{je} la f_j. Din tabel se pot aprecia și erorile care se fac folosind relațiile aproximative (20) și (28) în locul celor exacte (19) și (26).

Fiecare montaj a fost experimentat cu cîte trei exemplare diferite din tipul respectiv de tranzistor, obținîndu-se frecvențele-limită notate în tabela 1 cu I, II și III. Diferențele față de valorile calculate sînt destul de mici, înca-

drîndu-se în limitele toleranțelor elementelor de circuit, ale dispersiei parametrilor tranzistoarelor și ale erorilor experimentale.

8. Exemplu de calcul

Pentru ilustrarea indicațiilor de proiectare din § 6 se va considera un etaj de amplificare cu tranzistorul EFT 352 avînd rezistențele montajului experimental (§ 7) și fiind alimentat tot la $E_c = 12$ V, astfel încît punctul de funcționare să fie practic același cu cel din catalog. Sursa de semnal putînd fi considerată cu $R_g = 0$, se impune $f_j = 200$ Hz.

Pentru dimensionarea corectă a condensatoarelor C și C_e se ia $f_{je} = f_j$ și se calculează cu relația (26)

$$C_e = \frac{d}{2\pi f_j} = 24{,}8 \ \mu\text{F} \simeq 25 \ \mu\text{F}$$

și aplicînd relația (32) se impune $f_{j1} = \frac{f_{je}}{20} = 10$ Hz, astfel încît C se obține din (23):

$$C = \frac{1}{2\pi f_{j1}(R_g + R_{1t})} = 23{,}4 \ \mu\text{F} \simeq 25 \ \mu\text{F}.$$

Dacă se calculează acum cu valorile exacte $C = 23{,}4$ μF și $C_e = 24{,}8$ μF, frecvența-limită pe baza relațiilor (18) și (19) se găsește $f_j = 206$ Hz (doar cu 3% mai mult decît valoarea impusă).

În practică însă, trebuie folosite valorile standardizate, deci se va lua $C = C_e = 25$ μF, la care corespund frecvențele limită $f_{j1} = 9{,}36$ Hz, $f_{je} = 198{,}4$ Hz, $f_j = 204$ Hz.

Este de observat că în montajul experimental s-a luat în mod voit $C = 10$ μF pentru ca f_{j1} să fie mai mare, astfel încît influența condensatorului C asupra lui f_j să fie suficient de mare, încît să poată fi pusă în evidență experimental.

Adoptînd metoda de calcul incorectă propusă în [2], ar fi trebuit să se ia $f_{j1} = f_j$, deci

$$C = \frac{1}{2\pi f_j (R_g + R_{1t})} = 1{,}17 \ \mu\text{F}.$$

Din condiția

$$\frac{1}{2\pi f_j C_e} = \frac{R_e}{20}$$

se găsește

$$C_e = \frac{20}{2\pi f_j R_e} = 10{,}6 \ \mu\text{F}$$

la care corespunde cu relația (26) $f_{je} = 468$ Hz, adică o valoare mult mai mare decît f_{j1}. Acest fapt este explicabil, căci în (33) membrul stîng $R_1/(1 + A_i) = 32$ Ω este considerabil mai mic decît R_e.

Calculînd acum valoarea reală a frecvenței limită cu relațiile (18) și (19), se găsește $f_j = 593$ Hz, ceea ce arată limpede că metoda de calcul propusă în [2] nu este corectă: în loc de valoarea de 200 Hz impusă, etajul ar avea o frecvență-limită de aproape 3 ori mai mare.

Luînd inițial $f_{j1} = f_j$, pentru ca influența circuitului de emitor asupra frecvenței limită să fie neglijabilă, ar fi trebuit să se ia în mod corect $f_{je} = \frac{f_{j1}}{20} = 10$ Hz și deci

$$C_e = \frac{d}{2\pi f_{je}} = 496 \ \mu\text{F}$$

obținîndu-se cu relațiile (18) și (19) $f_j = 207$ Hz, adică o valoare satisfăcător de apropiată de cea impusă, 200 Hz. Un asemenea fel de proiectare nu este însă recomandabilă, căci condensatorul C_e a rezultat foarte mare față de $C = 1{,}17$ μF, ceea ce constituie o soluție neeconomică în comparație cu folosirea unor condensatoare identice $C = C_e = 25$ μF, care realizează aceeași frecvență-limită globală.

BIBLIOGRAFIE

[1] APOSTOL, P. *Amplificatoare de audiofrecvență pentru semnale mici.* (Cap. 8 din volumul Circuite cu tranzistoare). București, Editura tehnică, 1961.

[2] VLĂDESCU, A. *Proiectarea amplificatoarelor de mică putere (de semnale mici).* (§ 2.2.2 din volumul Circuite cu tranzistoare în telecomunicații. Proiectare. Scheme). București, Editura tehnică, 1963.

[3] SMIRENIN, B. A. *Manual de radiotehnică*, vol. I. București, Editura energetică de stat, 1953.

[4] NICOLESCU, V. și VLĂDESCU, A. *Aparate de radiorecepție*, vol. I. București, Editura tehnică, 1958.

[5] POPOVICI, A. ș.a. Catalog — Noi tuburi electronice și tranzistoare. București, Editura tehnică, 1963.

Ing. ANTON VĂTĂȘESCU

Redresor stabilizat tranzistorizat cu performanțe ridicate

1 GENERALITĂȚI

Majoritatea schemelor stabilizatoare de tensiune cu tranzistoare pot fi prezentate simplificat sub forma din figura 1, care cuprinde următoarele elemente esențiale: elementul de control, reprezentat de tranzistorul serie T, ele-

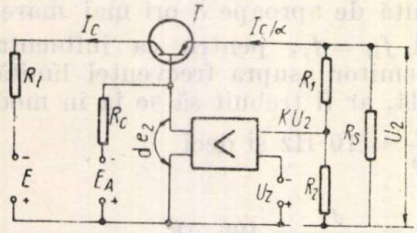


Fig. 1. Schemă-bloc generală pentru stabilizatoarele de tensiune cu tranzistoare

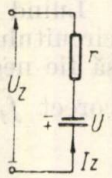


Fig. 2. Schemă detaliată a elementului de referință

mentul amplificator și sursa de referință U_z, de obicei o diodă Zener.

Principalele performanțe ale acestor stabilizatoare sînt: rezistența internă (R_i) și stabilitatea față de variațiile tensiunii de alimentare (s).

Calculul parametrilor de mai sus se poate face cu ușurință dacă se obține o relație între mărimile esențiale în funcționarea stabilizatorului.

$$f\,(dE,\ dU_{BE},\ dI_C,\ dR_S) = 0, \qquad (1)$$

2. CALCULUL PERFORMANȚELOR

2.1. Scurtă teorie generală a stabilizatoarelor

Pentru tranzistorul serie este comod să se considere configurația emitor comun. Pentru simplificarea calculelor se admite $I_{CBO} \ll \alpha I_E$ și se notează $R_s' = \frac{R_s}{\alpha}$.

Mărimile care se introduc în calcul au următoarea semnificație;

R_s — rezistența de sarcină a stabilizatorului;
R_i — rezistența internă a redresorului;
R — rezistența de ieșire cu intrarea în scurtcircuit, a tranzistorului serie

$$R = \frac{1}{Y_{22e}} = \left(\frac{dU_{CE}}{dI_C}\right) dV_{BE} = 0$$

S — admitanța de transfer între ieșire și intrare;

$$S = Y_{21e} = \left(\frac{dI_C}{dU_{BE}}\right) dU_{CE} = 0.$$

Tensiunea pe elementul serie este

$$U_{CE} = E - (R_i + R_s')\, I_C \qquad (2)$$

Prin eliminarea lui dU_{CE} între expresia (2) diferențiată și relația diferențială a tranzistorului

$$dU_{CE} = RdI_C - RSdU_{BE}, \qquad (3)$$

se obține relația căutată

$$\boxed{dE - (R + R_i + R_s')dI_C - I_C dR_s' + RSdU_{BE} = 0.} \qquad (4)$$

Pentru utilizarea relației (4) se explicitează dU_{BE}, din schema prezentată în figura 1

$$dU_{BE} = de_2 - dU_2 = AdU_z - (AK+1)\,dU_2 \qquad (5)$$

A fiind amplificarea etajului.

2.2. Calculul stabilității

Prin definiție stabilizarea are următoarea expresie

$$S = P\frac{U_2}{E}, \qquad (6)$$

în care $P = \left(\frac{dE}{dU_2}\right)_{\substack{dU_z = 0 \\ dR_s = 0.}}$ (7)

Din expresiile (4), (5), (7), folosind și relația $dI_C = dU_2/R_s'$ se obține

$$P = 1 + \frac{R + R_i}{R_s'} + SR(AK+1) \approx SRAK. \qquad (8)$$

2.3. Calculul rezistenței interne

$$R_i = -\left(\frac{dU_2}{dI_C}\right)_{\substack{dU_z = 0 \\ dE = 0.}} \qquad (9)$$

Cu ajutorul expresiilor (4), (5), (9) și al relației

$$I_C dR_s' = dU_2 - R_s'\ dI_C, \qquad (10)$$

se obține:

$$R_i = \frac{R + R_i -}{1 + SR(AK+1)} \approx \frac{1}{SAK}. \qquad (11)$$

2.4. Corecția performanțelor în cazul $dU_z \neq 0$

În figura 2 este prezentată schema echivalentă a sursei de referință, ținîndu-se seama de faptul că rezistența sa diferențială (a diodei Zener) nu este nulă.

$$dU_z = dU - I_z\,d\,r + rdI_z. \qquad (12)$$

Considerînd U și r constante și $dI_z = pKdU_2$ se obține $dU_z = r\,p\,K\ dU_2$.

Relațiile (8) și (11) devin

$$P \approx SRAK\ (1 - pr) \tag{13}$$

$$R_i = \frac{1}{SAK\,(1 - pr)}\cdot \tag{14}$$

După cum era de așteptat, existența rezistenței sursei tensiunii de referință are un pronunțat efect negativ asupra performanțelor.

Relațiile (8) și (11) arată că pentru obținerea unor performanțe ridicate, etajul amplificator trebuie să aibă amplificarea mare iar parametrii S și R ai tranzistorului serie trebuie de asemenea să fie mari. În calculul prezentat s-a considerat că tensiunea de alimentare a amplificatorului nu variază. Urmînd aceeași cale ca mai sus se poate demonstra că, în cazul în care tranzistorul amplificator este alimentat de la o tensiune nestabilizată, stabilitatea scade mult și nu mai depinde de parametrii tranzistorului serie ($P \approx AK$), în timp ce rezistența internă nu este afectată.

2.5. Schema detaliată a tranzistorului serie

În general, la stabilizatoarele de clasă, elementul serie are o structură complexă. Ca și la stabilizatoarele cu tuburi electronice, în cazul în care puterea pe care trebuie să o disipe elementul serie este mare, se obișnuiește să se pună mai multe tranzistoare identice în paralel.

În calculul precedent nu s-a ținut seama de înrăutățirea caracteristicilor stabilizatorului datorită căderii de tensiune pe rezistența R_C, produsă de curentul bazei tranzistorului serie. Pentru curenți de sarcină mari acest curent poate avea o valoare cu un ordin de mărime mai mare decît curentul util, de comandă, caz în care dispare efectul amplificării în procesul de stabilizare. Acest dezavantaj se înlătură prin adăugarea unor tranzistoare în cascadă care, deși micșorează S și R ai tranzistorului echivalent, îmbunătățesc mult rezistența de ieșire și stabilizarea la curenți de sarcină mari. Numărul tranzistoarelor din cascadă se determină cu ajutorul relației

$$I_{bm} \ll I_{ca},$$

în care:

I_{ca} este curentul de colector al tranzistorului amplificator corespunzător tensiunii maxime la ieșire;

I_{bm} — curentul de bază al ultimului tranzistor din cascadă corespunzător curentului maxim prin sarcină.

Forma generală sub care poate apărea elementul serie este prezentată în figura 3.

Cele n tranzistoare identice în paralel pot fi înlocuite printr-un tranzistor T_1, cu următorii parametri

$$S_1 = nS'_1 \tag{15}$$

$$R_1 = \frac{R'_1}{n}, \tag{16}$$

Tranzistoarele din cascadă diferă între ele deoarece puterea disipată de elementele cascadei scade pe măsura apropierii de tranzistorul amplificator.

Pentru găsirea parametrilor echivalenți de calcul pentru ansamblul celor m tranzistoare

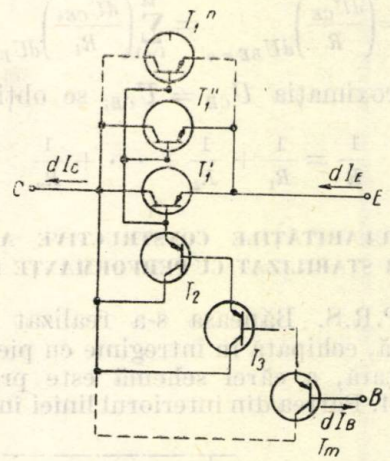


Fig. 3. Forma generală sub care se poate prezenta tranzistorul serie T

din cascadă, se pornește de la relațiile de definiție cunoscute

$$\text{a)}\ dI_C = \alpha\, dI_E = \sum_{i=1}^{m} \alpha_i\, dI_{Ei}\cdot \tag{17}$$

Din relația (17) se obține factorul de amplificare echivalent pentru conexiunea BC

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2\,(1 - \alpha_1) + \cdots + \alpha_m(1 - \alpha_{m-1}) \cdots (1 - \alpha_1) \approx 1. \tag{18}$$

$$\text{b)}\ dI_C = (S\, dU_{BE})\, dU_{CE=0} = \sum_{i=1}^{m} (S_i\, dU_{BEi})\, dU_{CE=0}\cdot \tag{19}$$

Din relația (19) se obține panta echivalentă de calcul

$$S = \frac{\alpha}{\frac{\alpha_1}{S_1} + \frac{\alpha_2(1-\alpha_1)}{S_2} + \cdots + \frac{\alpha_m(1-\alpha_{m-1})\cdots(1-\alpha_1)}{S_m}} \tag{20}$$

Dacă presupunem că se respectă relația teoretică de proporționalitate între panta și curentul de emitor al fiecărui tranzistor din cascadă, expresia (20) devine:

$$S = \frac{S_1}{\alpha_1 + \alpha_2 + \cdots \alpha_m}\cdot \tag{21}$$

În realitate expresia (21) reprezintă o valoare minimă ce poate fi obținută pentru panta echivalentă, deoarece la nivele intermediare și mari de injecție nu mai există o relație liniară între

pantă și curentul de emitor, iar factorii de amplificare din relația (21) intervin cu ponderi diferite. Pentru un calcul exact trebuie măsurate pantele tranzistoarelor din cascadă, iar panta echivalentă trebuie calculată cu ajutorul relației (20)

$$c)\ dI_c = \left(\frac{dU_{CE}}{R}\right)_{dU_{BE}=0} = \sum_{i=1}^{m}\left(\frac{dU_{CEi}}{R_i}\right)_{dU_{BE}=0} \qquad (22)$$

Cu aproximația $U_{CE} = U_{CEi}$ se obține

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \cdots + \frac{1}{R_n}$$

3. PARTICULARITĂȚILE CONSTRUCTIVE ALE UNUI REDRESOR STABILIZAT CU PERFORMANȚE RIDICATE

La I.P.R.S. Băneasa s-a realizat o sursă stabilizată, echipată în întregime cu piese fabricate în țară, a cărei schemă este prezentată în figura 4. Partea din interiorul liniei întrerupte

În realizarea practică a acestui redresor stabilizat au apărut unele probleme speciale dintre care o parte din ele vor fi analizate în acest paragraf.

3.1. Etajul amplificator

Pentru compensarea efectelor temperaturii s-a folosit un amplificator diferențial compus din tranzistoarele T_4 și T_5. Pentru tensiunea zero la ieșire, tranzistorul T_4 lucrează ușor în saturație. Dacă T_4 este intrat puternic în saturație el nu mai sesizează variații mici ale tensiunii la intrare.

Tensiunea de alimentare trebuie să aibă o valoare suficient de ridicată pentru ca tranzistorul T_4 să permită o excursie mare pe caracteristica sa între situațiile de zero și de tensiune maximă la ieșire. Condensatorul în paralel cu rezistența de sarcină este introdus împotriva oscilațiilor parazite.

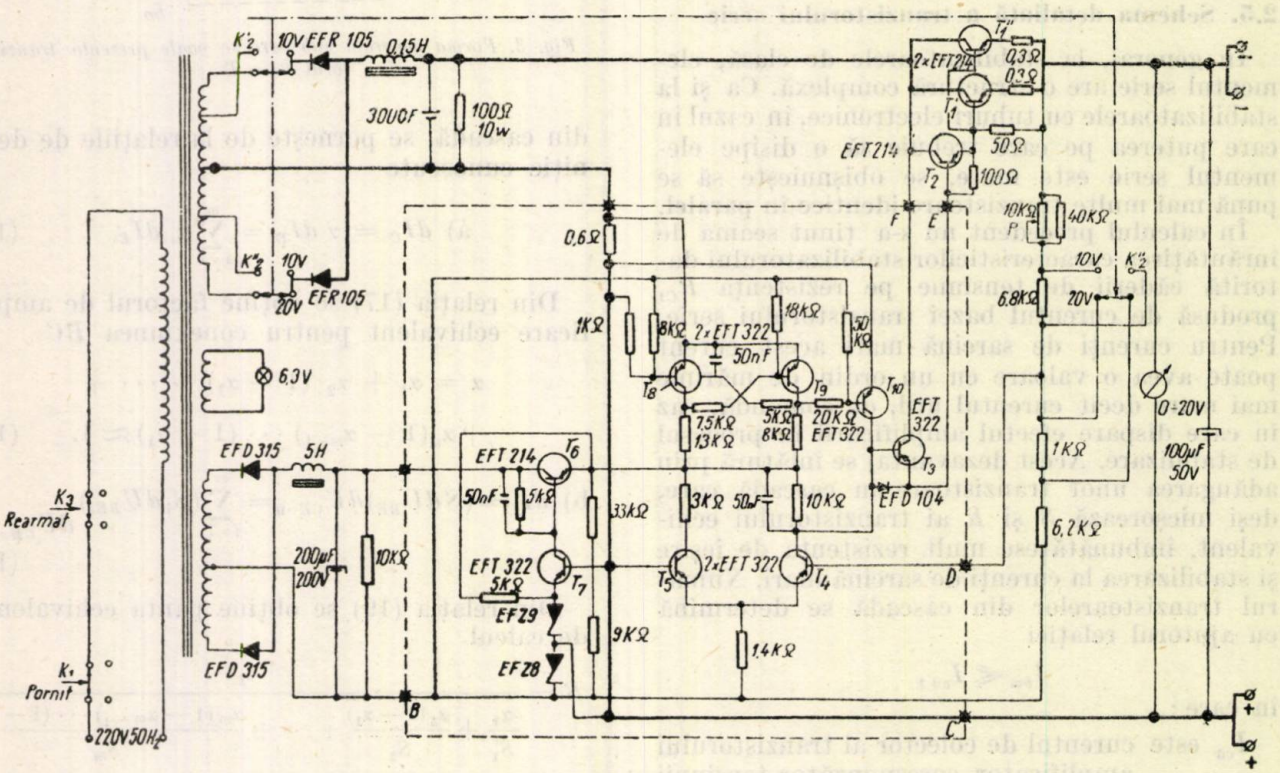


Fig. 4. Schema redresorului stabilizat realizat

este asamblată pe un circuit imprimat.

Performanțele redresorului stabilizat prezentat în figura 4 sînt următoarele

$$I_{max} = 1{,}25 \text{ A}$$

$U_2 = 0 - 20$ V reglabilă continuu în două subgame

$$R_i \leqslant 0{,}03\ \Omega.$$

Variațiile tensiunii de ieșire sînt sub $\pm$ 0,2% pentru variații ale tensiunii rețelei cu $\pm$ 10%.

Brumul la ieșire este sub 1 mV ef.

Pentru tranzistorul T_5 nu se impun condiții riguroase. El trebuie să lucreze aproape de tăiere astfel încît, cînd T_4 parcurge caracteristica sa dinamică spre tăiere, T_5 să nu intre în saturație, caz în care stabilizarea montajului la tensiuni mari la ieșire ar fi periclitată.

Amplificatorul diferențial are o amplificare de aproximativ 100.

Pentru alimentarea amplificatorului se folosește un stabilizator suplimentar alcătuit din tranzistoarele T_6 și T_7. Acest stabilizator are

$R_i = 0{,}2\ \Omega$ și variații ale tensiunii la ieșire de $\pm 0{,}5\%$ pentru variații ale tensiunii rețelei cu $\pm 10\%$.

Dioda de referință este recomandabil să fie de tensiune mică, permițînd astfel o plaje mai mare de curent în limitele disipației admise; în plus rezistența diferențială a sa trebuie să fie cît mai mică cu putință.

3.2. Condițiile de lucru ale tranzistoarelor din cascadă

Tranzistoarele din cascadă ridică dificultăți în cazul în care se dorește să se obțină tensiunea zero la ieșire. În acest caz se aplică cascadei o tensiune inversă obținută prin ușoara intrare în saturație a tranzistorului amplificator T_4. Datorită rezistențelor de intrare foarte diferite ale tranzistoarelor din cascadă, această tensiune taie complet tranzistorul T_3 și lasă celelalte tranzistoare cu baza în gol. În această situație prin sarcină trece un curent obținut din însumarea curenților de saturație I_{CEO} a celor trei tranzistoare de putere. Mărirea tensiunii inverse nu modifică cu nimic starea tranzistoarelor T_1 și T_2, creșterea de tensiune fiind preluată integral de T_3. Tensiunea la ieșire este încă mult diferită de zero, avînd în vedere valorile relativ mari pe care le pot avea curenții de saturație cu baza în gol ai celor trei tranzistoare de putere.

Dacă se dorește obținerea unei tensiuni mai mici la ieșire trebuie să se aplice tranzistoarelor de putere o ușoară polarizare inversă, caz în care curenții de saturație pot scădea pînă la I_{CBO}. Pentru acest motiv se introduce un divizor rigid, rezistențele alegîndu-se astfel încît să fie mai mici decît impedanțele de intrare ale tranzistoarelor din cascadă la curent de sarcină maxim. Dioda EFD 104, introdusă la intrarea tranzistorului T_3, are rolul de a limita tensiunea inversă preluată de acesta.

Și la stabilizatoarele cu tensiunea fixă la ieșire poate fi oportună conectarea unei rezistențe la intrare unuia din tranzistoarele cascadei. La curenți mici, panta echivalentă scade mult, însă stabilizarea rămîne satisfăcătoare datorită creșterii rezistenței R. Dacă unul din tranzistoarele din cascadă are β prea mare, rezistența lui de ieșire fiind mică micșorează rezistența echivalentă de ieșire, iar stabilizarea montajului se înrăutățește mult.

Adăugarea rezistențelor la intrarea tranzistoarelor din cascadă este deci inevitabilă însă înrăutățește performanțele montajului prin scăderea pantei echivalente.

3.3. Elementul de control

Elementul de control este compus din tranzistoarele T'_1 și T''_1, în paralel. La curenți mari puterile disipate de aceste tranzistoare sînt importante, impedanțele de intrare scad foarte mult și apare necesitatea egalizării lor prin adăugarea unor rezistențe în serie cu emitoarele de valori uzuale cuprinse între 0,1—0,5 Ω. Valorile mai mari ale acestor rezistențe au dezavantajul micșorării pantei tranzistoarelor serie la curenți mari. Prin împărțirea plajei de lucru în două subgame, puterea maximă pe care trebuie s-o disipe fiecare din cele două tranzistoare serie este de 9 W. Pentru asigurarea condițiillor de răcire, tranzistoarele serie sînt montate pe radiatoare cu rezistența termică de 1,5°C/W.

3.4. Regimul tranzitoriu

În figura 5 s-a reprezentat variația tranzitorie a tensiunii de ieșire a redresorului stabilizat, pentru o variație bruscă de sarcină de la $R_s = \infty$ la R_s corespunzător unui curent în sarcină de 1A și apoi din nou la $R_s = \infty$. Se observă o variație importantă dar rapidă a tensiunii de ieșire, urmată de o variație mai

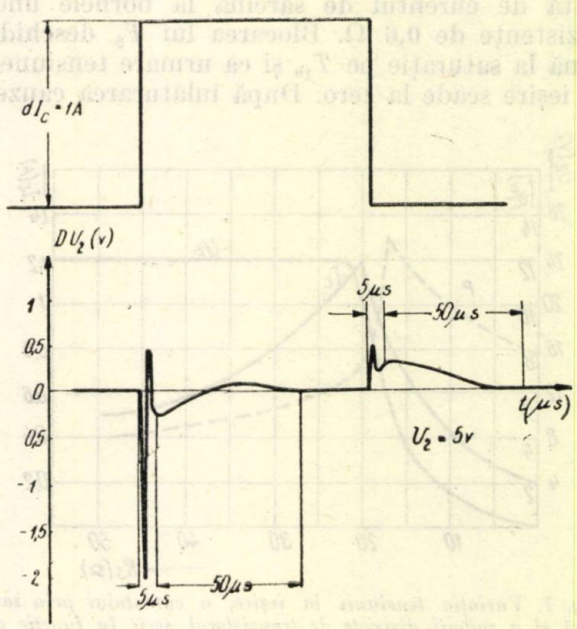


Fig. 5. Răspunsul tranzitoriu la un impuls de curent de sarcină de 1 A

slabă dar de durată mult mai mare. Amplitudinea și durata variațiilor tranzitorii au valori apropiate de cele măsurate la aparate similare de fabricație străină [4].

3.5. Protecția la suprasarcini

Datorită sensibilității tranzistoarelor la autoîncălzire, distrugerea tranzistoarelor serie este inevitabilă în cazul unui scurtcircuit la ieșire, dacă nu se iau măsuri speciale de siguranță.

În montajul din figura 4, schema de protecție este alcătuită din circuitul basculant compus

din T_8 și T_9 și din tranzistorul de comandă T_{10}. În situația normală, T_9 conduce, iar T_8 și T_{10} sînt blocați. Depășirea curentului de 1,25 A deschide tranzistorul T_8 datorită tensiunii

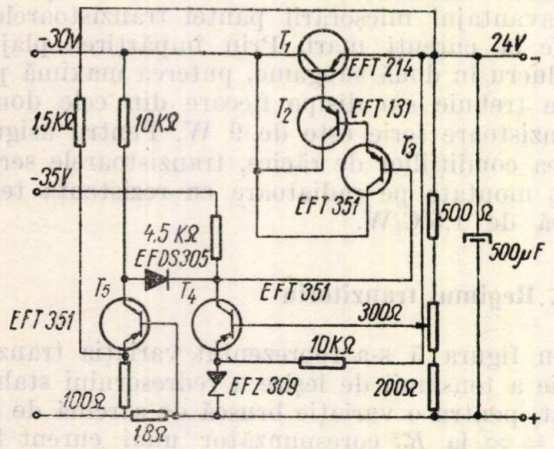


Fig. 6. Schema unui stabilizator de tensiune cu protecție prin limitarea puterii disipate de tranzistorul serie

dată de curentul de sarcină la bornele unei rezistențe de 0,6 Ω. Blocarea lui T_9 deschide pînă la saturație pe T_{10} și ca urmare tensiunea la ieșire scade la zero. După înlăturarea cauzei

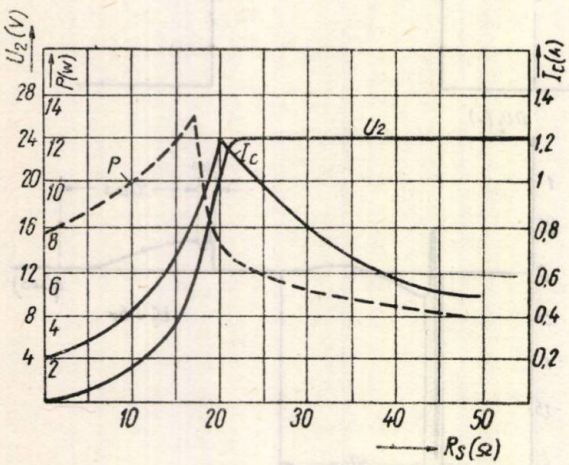


Fig. 7. Variația tensiunii la ieșire, a curentului prin sarcină și a puterii disipate de tranzistorul serie în funcție de sarcină pentru stabilizatorul din fig. 5

suprasarcinii, circuitul basculant se readuce în starea normală prin întreruperea tensiunii de alimentare. Acesta este rolul presbutonului REARMAT din figura 4.

Prin introducerea unui condensator între baza și emitorul tranzistorului T_8 se asigură starea de funcționare dorită a circuitului basculant (T_8 blocat și T_9 conduce) la pornirea redresorului.

Un alt sistem de protecție cu limitare continuă a curentului prin sarcină și revenire la situația inițială după înlăturarea cauzei suprasarcinii [3] este prezentat în figura 6. Acesta este un stabilizator pentru tensiune fixă la ieșire cu rezistență internă de 0,12 Ω.

Tranzistorul T_5 este normal tăiat. La creșterea curentului, T_5 se deschide și reduce tensiunea la ieșire pînă la zero. În figura 7 sînt prezentate puterea disipată de tranzistorul serie, curentul prin sarcină și tensiunea la ieșire în funcție de rezistența de sarcină.

Acest sistem este recomandabil pentru tensiuni fixe la ieșire, deoarece în caz contrar pragul de acționare ar fi funcție de tensiunea la ieșire.

Un rol important în performanțele unui redresor stabilizat îl joacă și calitatea redresorului. Pentru eliminarea variațiilor mari ale tensiunii la ieșire la curenți mici, în schema din figura 5 s-a introdus un bleeder de 100 Ω care consumă pînă la 250 mA.

Mai trebuie amintit și faptul că pentru valorificarea rezistenței interne mici, contactele și lipiturile trebuie să fie perfecte, iar conexiunile pînă la bornele de pe panou să aibă o rezistență cît mai mică.

BIBLIOGRAFIE

[1] ШВАРЦ, С. *Полупроводниковые схемы. Издательство иностранной литературы.* Москва, 1962, p. 313—383.

[2] ДОДИК, С. Д. *Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока „Советское радио"* Москва, 1962.

[3] IOVANOVIC, D. T. și ILIC, R. P. *A simple circuit for the Protection of the Stabilized Transistor Power Supplies.* Electronic Engineering August 1961 pag. 521—523

[4] * * * *Alimentations stabilisées a transistors Intertechnique. Laboratoire AS 201 și AS 203.*

Ing. EMIL DAMACHI, ing. NICOLAE STANCIU

Asupra aprecierii conținutului de detalii și calității redării contururilor în imaginea de televiziune

INTRODUCERE

Problema aprecierii calității imaginii de televiziune este larg dezbătută în literatura de specialitate.

Pînă in prezent nu există un criteriu general, unanim recunoscut, pentru aprecierea calității imaginilor, inclusiv a imaginilor de televiziune. Lipsa unui asemenea criteriu creează dificultăți în compararea calității diferitelor imagini de televiziune sau a acestora cu alte genuri de imagine (optice, fotografice, cinematografice etc.), precum și în găsirea căilor de perfecționare a sistemelor de televiziune.

Aprecierea calității imaginii presupune, în principiu, stabilirea unei legături cantitative între anumiți factori fizici ai imaginii (contrast, strălucire, conținut de detalii etc.) și caracteristicile psihologice ale modelului ei vizual, care ia naștere în conștiința observatorului. Datorită complexității factorilor psiho-fiziologici care intervin în procesul de percepție vizuală și interdependenței dintre ei, calitatea imaginii nu poate fi exprimată cantitativ printr-un singur parametru. De aceea, în practică se folosește un număr mai mic sau mai mare de parametri, fiecare dintre ei caracterizînd imaginea dintr-un anumit punct de vedere.

Conținutul de detalii și calitatea redării contururilor constituie factorii esențiali care determină calitatea imaginii de televiziune.

Problema aprecierii conținutului de detalii și calității redării contururilor nu a fost tratată suficient în literatura noastră de specialitate. Prima greutate prilejuită de abordarea ei constă în lipsa unei terminologii corespunzătoare. Toate aspectele acestei probleme sînt explicate cu ajutorul a două noțiuni : definiție și putere de rezoluție. Uneori aceste noțiuni sînt utilizate ca sinonime. Chiar noțiunii de definiție i se atribuie înțelesuri diferite : după STAS 6361-61 definiția este numărul maxim de elemente care se pot observa pe orizontala sau verticala unei imagini, în timp ce în [1] prin definiție se înțelege conținutul de detalii al unei imagini de televiziune (sau fototelegrafice), exprimat prin numărul de elemente în care trebuie descompusă imaginea, astfel încît un element să nu conțină mai multe nuanțe de luminozitate.

Nici în literatura străină nu există o unitate de păreri în această privință.

I. A. Rîftin [2] înțelege prin definiție (cetkosti) totalitatea factorilor care participă în procesul de percepere a detaliilor fine, a reliefului și a nuanțelor de contrast ale imaginii. În [3] găsim o formulare asemănătoare : definiția este determinată de dimensiunile relative ale elementelor de imagine și caracterizează „distinctibilitatea" (razlicimosti) detaliilor fine. Definiția nu este independentă de ceilalți parametri ai imaginii și de condițiile de vizionare, avînd o legătură nemijlocită cu puterea de rezoluție a ochiului.

În [4] noțiunea de definiție este folosită pentru aprecierea calității imaginii din punctul de vedere al reproducerii trecerilor bruște de strălucire și al detaliilor fine. Parametrul sistemului de televiziune care determină definiția este puterea de rezoluție, Însă această legătură are numai caracter calitativ. Stabilirea corelației între aprecierea subiectivă a „definiției" și parametrul obiectiv — putere de rezoluție — rămîne o problemă nerezolvată. Un punct de vedere similar este exprimat în [5] : definiția imaginii este determinată, în primul rînd, de capacitatea sistemului de televiziune de a reproduce trecerile bruște de la lumină la intuneric (sau invers) și, în al doilea rînd, de capacitatea sistemului de a reproduce detaliile fine.

În alte lucrări [6], [7], capacitatea sistemului de televiziune de a reproduce trecerile bruște de strălucire este apreciată cu ajutorul noțiunii „rezkosti", care nu are încă un termen corespondent în limba romînă. Se precizează că „cetkosti" și „rezkosti" sînt parametri diferiți ai calității imaginii, deși în general, depind de aceeași factori.

Pentru aprecierea calității imaginilor din punctul de vedere al conținutului de detalii și al redării contururilor, în limba engleză se folosesc termenii : Definition, Sharpness, Resolving Power, Acutance etc. [8]. În cazul imaginii de televiziune [9], conținutul de detalii este caracterizat în mod obiectiv cu ajutorul noțiunii „Resolution" ; pentru aprecierea subiectivă a calității redării contururilor și detaliilor fine se folosește noțiunea „Sharpness".

Este evident că una din cauzele care conduc la această diversitate de păreri în aprecierea conținutului de detalii și calității redării contururilor este lipsa unei delimitări precise între parametrii obiectivi ai imaginii și parametrii săi subiectivi. Din acest punct de vedere noțiunea „definiție" utilizată în limba romînă nu poate exprima toate aspectele legate de calitatea reproducerii detaliilor fine și contururilor în imaginea de televiziune.

În articol se face încercarea de a prezenta diferitele aspecte ale problemei aprecierii calității reproducerii detaliilor fine și contururilor, ținîndu-se seama de factorii care intervin în

procesul transmiterii, reproducerii și perceperii imaginii de televiziune. Totodată se propune o terminologie corespunzătoare, capabilă să reflecte aceste aspecte.

PUTEREA DE REZOLUȚIE A SISTEMULUI DE TELEVIZIUNE

Criteriul puterii de rezoluție a fost propus în optică de către Rayleigh și a fost explicat cu ajutorul teoriei matematice a fenomenului de difracție.

Limita de rezoluție a unui instrument optic care formează imaginea a două surse de lumină punctiforme corespunde cazului cînd primul inel întunecat al unui disc de difracție trece prin centrul luminos al celuilalt (fig. 1). În punctul de intersecție a curbelor distribuției strălucirii în cele două discuri de difracție se obține o șea cu o strălucire rezultantă b_2 mai mică cu 27 % decît strălucirea maximă b_1. Dacă introducem noțiunea de contrast relativ

$$K_0 = \frac{b_1 - b_2}{b_1} \qquad (1)$$

atunci puterea de rezoluție a instrumentului optic se exprimă prin mărimea inversă unghiului minim ψ dintre două puncte ale imaginii, care sînt reproduse cu un contrast relativ

$$K_0 = \frac{100-73}{100} = 0{,}27$$

Puterea de rezoluție a sistemului de televiziune se determină pe baza unui raționament asemănător. Ea se măsoară prin numărul maxim de linii albe și negre m_s, paralele și de egală lățime, care sînt reproduse distinct într-un

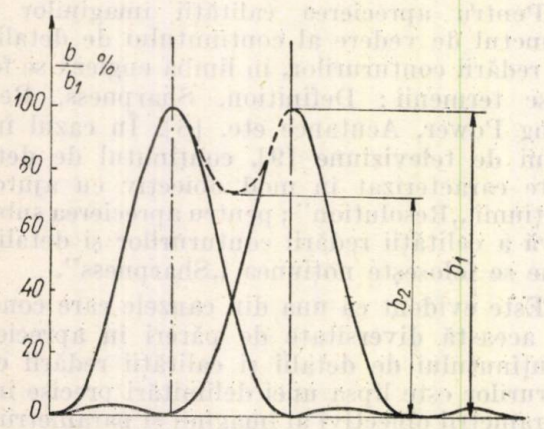


Fig. 1. Distribuția strălucirii în discurile de difracție corespunzătoare limitei de rezolvare a unui instrument optic

segment de dreaptă egal cu înălțimea imaginii h. După criteriul lui Rayleigh, liniile paralele sînt percepute distinct atunci cînd profunzimea de modulație a strălucirii (fig. 2)

$$K_m = \frac{B_{max.} - B_{min.}}{B_{max.} + B_{min.}} \qquad (2)$$

are valoarea

$$K_m = \frac{K_0}{2 - K_0} = \frac{0{,}27}{1{,}73} = 0{,}156 = \Delta_0$$

Mărimea Δ_0 este numită „prag al percepției vizuale distincte" [11].

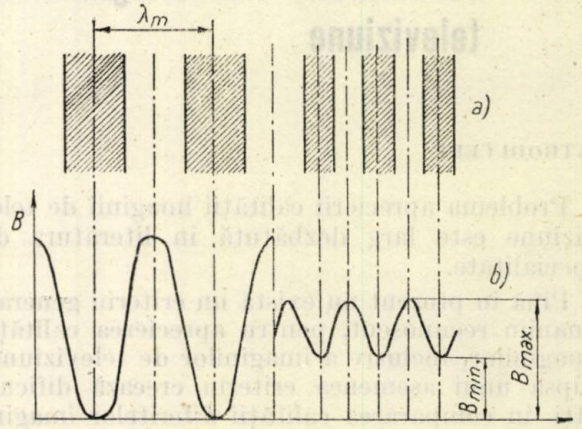


Fig. 2. Reproducerea grupurilor de benzi albe și negre pe ecranul tubului videoreproducător

a – distribuția strălucirii în original; b – distribuția strălucirii pe ecranul tubului videoreproducător

Puterea de rezoluție a sistemului de televiziune se determină cu ajutorul caracteristicii de apertură [11]

$$\vartheta(m) = \vartheta_1(m).\ \vartheta_2(m).\ K\left(\frac{m}{Z_a}\right) \qquad (3)$$

în care :

$\vartheta(m)$ este caracteristica de apertură a sistemului de televiziune ;

$\vartheta_1(m)$ — caracteristica de apertură a tubului videocaptor ;

$\vartheta_2(m)$ — caracteristica de apertură a tubului videoreproducător ;

$K\frac{m}{Z_a}$ — caracteristica amplitudine-frecvență a canalului de transmisie ;

$m\frac{h}{\lambda_m}$ — numărul de perioade ale componentelor sinusoidale care se încadrează într-un segment de dreaptă egal cu înălțimea imaginii h ;

Z_a — numărul de linii active ale rastrului.

Punctul de intersecție dintre curba exprimată de relația (3) și dreapta de ordonată $\Delta_0 = \text{const.}$ ne permite să determinăm mărimea m_s° (fig. 3). Puterea de rezoluție a sistemului este exprimată prin relația

$$m_s = 2\, m_s' \qquad (4)$$

Se deosebește o putere de rezoluție în lungul liniilor rastrului numită putere de rezoluție

longitudinală m_x și o putere de rezoluție în direcție perpendiculară pe liniile rastrului numită putere de rezoluție transversală m_y. În cazul baleiajului în spirală se deosebește o putere de rezoluție tangențială și o putere de rezoluție radială. Puterea de rezoluție longitudinală depinde de forma caracteristicilor de apertură ale tuburilor videocaptor și videoreproducător și de forma caracteristicii amplitudine-frecvență a canalului de transmisie. Puterea de rezoluție transversală nu depinde de caracteristicile canalului de transmisie. De obicei, banda de frecvențe a canalului de transmisie se alege astfel, încît

$$m_x = m_y \qquad (5)$$

Puterea de rezoluție a sistemului se măsoară în practică cu ajutorul mirei de reglaj. Fasciculele de benzi (albe și negre) ale mirei de reglaj, permit numai măsurarea puterii de rezoluție longitudinală. Măsurarea puterii de rezoluție transversală este îngreuiată de apariția imaginilor perturbatoare și este posibilă numai atunci cînd sistemul nu permite redarea structurii liniare a rastrului. În condiții normale, măsurarea puterii de rezoluție transversală se execută cu ajutorul unor mire speciale care conțin rețele zonate [12]. O astfel de mină este reprezentată în figura 4 [13]. La reproducerea rețelelor zonate, pe ecran apar imagini perturbatoare sub formă de rețele primare, secundare etc. Deoarece centrul rețelei perturbatoare primare se formează acolo unde pasul rețelei este

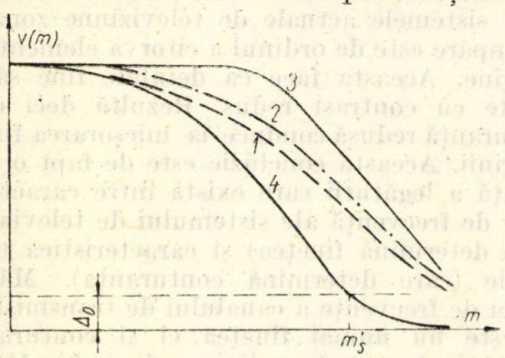


Fig. 3. Determinarea puterii de rezoluție a sistemului de televiziune

1 – caracteristica de apertură a tubului videocaptor; *2* – caracteristica de apertură a tubului videoreproducător; *3* – caracteristica amplitudine-frecvență a canalului de transmisie; *4* – caracteristica de apertură a sistemului de televiziune

egal cu pasul de baleiaj, poziția lui indică direct puterea de rezoluție transversală.

O analiză critică a criteriului vizual al puterii de rezoluție scoate în evidență o serie de dezavantaje :

1) aprecierea vizuală a puterii de rezoluție depinde esențial de tipul mirei de încercare și de mărimea și caracterul zgomotului;

2) fiind o valoare de prag, rezultatul măsurării puterii de rezoluție variază de la un observator la altul, precizia de măsurare fiind destul de redusă;

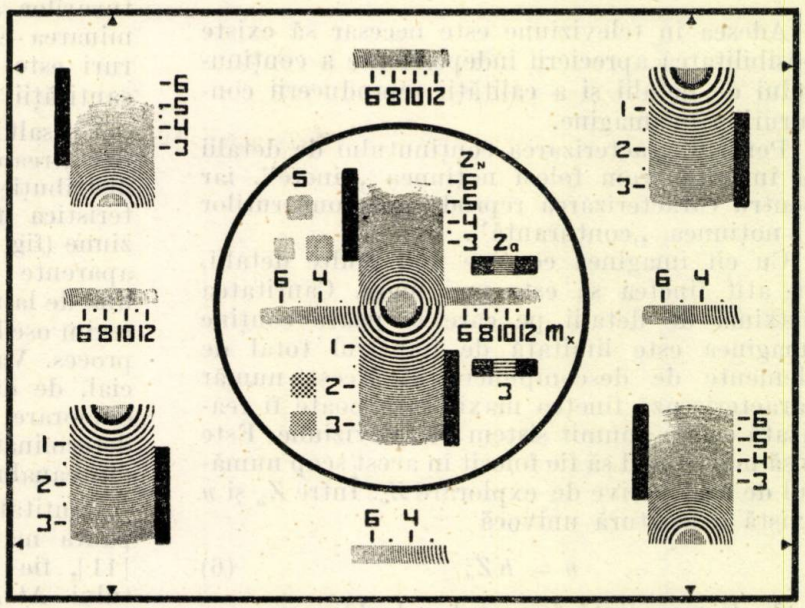


Fig. 4. Mină de încercare pentru măsurarea puterii de rezoluție transversală propusă de I. A. Riftin; cifrele indică puterea de rezoluție în sute de linii

3) nu există o corelație între puterea de rezoluție și calitatea reproducerii variațiilor bruște de strălucire. Două sisteme de televiziune care au aceeași putere de rezoluție reproduc în mod diferit variațiile bruște de strălucire; sistemul cu caracteristica *a* din figura 5 va reproduce contururile cu o zonă de trecere (zonă de estompare) mai redusă decît sistemul cu caracteristica *b*. Cu alte cuvinte, puterea de rezoluție nu furnizează nici o informație a supraprofunzimii de modulație a detaliilor mai mari, care joacă un rol însemnat în determinarea calității imaginii.

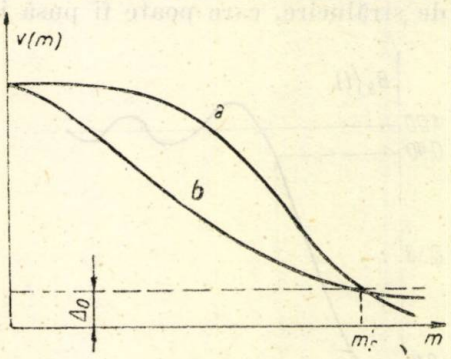


Fig. 5. Caracteristicile de apertură ale sistemelor de televiziune cu aceeași putere de rezoluție

Trebuie menționat că și în optică s-a ajuns la concluzia că la baza criteriului puterii de

rezoluție stă o ipoteză care n-a fost verificată în practică decît într-un număr foarte redus de cazuri [14].

FINEȚEA ȘI CONTURANȚA IMAGINII DE TELEVIZIUNE

Adesea în televiziune este necesar să existe posibilitatea aprecierii independente a conținutului de detalii și a calității reproducerii contururilor în imagine.

Pentru caracterizarea conținutului de detalii al imaginii vom folosi noțiunea „finețe", iar pentru caracterizarea reproducerii contururilor — noțiunea „conturanță".

Cu cît imaginea conține mai multe detalii, cu atît finețea sa este mai mare. Cantitatea maximă de detalii pe care le poate conține imaginea este limitată de numărul total de elemente de descompunere n. Acest număr caracterizează finețea maximă ce poate fi realizată cu un anumit sistem de televiziune. Este însă mai comod să fie folosit în acest scop numărul de linii active de explorare Z_a. Între Z_a și n există o legătură univocă

$$n = KZ_a^2 \qquad (6)$$

unde K reprezintă formatul cadrului.

Finețea imaginii este determinată de puterea de rezoluție a sistemului de televiziune. De aceea, se deosebește o finețe longitudinală și o finețe transversală, deosebire care este explicată prin caracterul diferit al imaginii în cele două direcții: continuu în lungul liniilor și discret în direcție perpendiculară pe liniile de explorare.

Finețea transversală maximă este limitată de numărul liniilor de explorare Z_a, în timp ce finețea longitudinală este limitată de posibilitatea sistemului de a transmite variațiile bruște de strălucire, care poate fi pusă în evi-

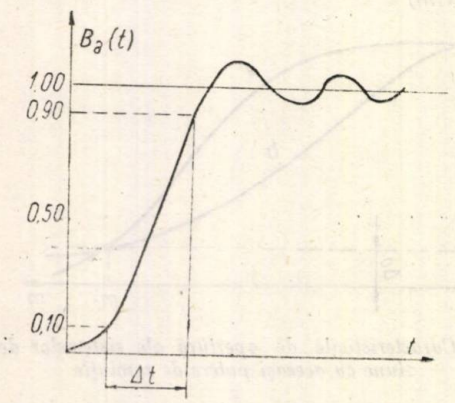


Fig. 6. Caracteristica tranzitorie a sistemului de televiziune

dență cu ajutorul caracteristicilor amplitudine-frecvență sau tranzitorie a sistemului de televiziune. Din cauza distorsiunilor introduse de sistem, finețea reală a imaginii este mai mică decît finețea maximă.

O altă caracteristică a imaginii este conturanța (rezkosti), care servește la aprecierea calității reproducerii contururilor. O imagine cu contururi nete, bine determinate, are o conturanță ridicată. Reproducerea corectă a contururilor are importanță deosebită în determinarea calității imaginii, deoarece în contururi este concentrată cea mai mare parte a cantității de informație conținută în imagine.

Un salt brusc de strălucire (echivalent funcției „treaptă") este redat în imagine sub forma distribuției $B_a(t)$, care poartă numele de caracteristica tranzitorie a sistemului de televiziune (fig. 6). Se observă că variația strălucirii aparente B_a este caracterizată de o trecere lină de la un nivel de strălucire la altul și de un regim oscilatoriu la începutul și sfîrșitul acestui proces. Variația lină este determinată, în special, de dimensiunile finite ale fasciculelor de explorare, în timp ce regimul oscilatoriu este determinat, de obicei, de procesele nestaționare din canalul de transmisie.

Cantitativ, conturația se exprimă fie prin panta maximă S_M a caracteristicii tranzitorii [11], fie prin mărimea inversă duratei frontului Δt, măsurată între nivelurile 0,1—0,9 din valoarea de regim permanent [7]. În ambele cazuri conturanța este cu atît mai mare cu cît aria cuprinsă între axele de coordonate și caracteristică exprimată de relația (3) este mai mare (fig. 5). În sistemele liniare cu caracteristici tranzitorii monotone, cele două metode de măsurare a conturanței conduc la rezultate apropiate. În cazul sistemelor cu caracteristici nemonotone (fig. 6), conturanța se apreciază prin mărimea zonei de estompare Δt și prin intensitatea oscilațiilor care preced și succed frontul, măsurată prin abaterea supracreșterilor față de nivelul staționar al strălucirii aparente [15].

În sistemele actuale de televiziune zona de estompare este de ordinul a cîtorva elemente de imagine. Aceasta face ca detaliile fine să fie redate cu contrast redus. Rezultă deci că o conturanță redusă conduce la micșorarea finețiii imaginii. Această concluzie este de fapt o consecință a legăturii care există între caracteristicile de frecvență ale sistemului de televiziune (care determină finețea) și caracteristica tranzitorie (care determină conturanța). Mărind banda de frecvențe a canalului de transmisie se mărește nu numai finețea ci și conturanța. Există însă metode neliniare de îmbunătățire a redării contururilor care nu necesită lărgirea benzii de frecvențe a canalului de transmisie [7], [16]. Asemenea metode nu conduc la mărirea numărului de detalii reproduse în imagine.

CLARITATEA IMAGINII DE TELEVIZIUNE

Noțiunea de claritate a imaginii este folosită pentru aprecierea subiectivă a conținutului de detalii și a calității redării conturu-

rilor. Claritatea este deci un parametru subiectiv al imaginii care este determinat în primul rînd de finețea aparentă și conturanța aparentă.

Finețea aparentă și conturanța aparentă caracterizează impresiile de finețe, respectiv — conturanță, care iau naștere în procesul percepției vizuale a imaginii. Acești parametri subiectivi joacă un rol important în aprecierea calității imaginii de televiziune. Atît finețea aparentă cît și conturanța aparentă depind nu numai de finețea și conturanța imaginii, ci și de alți factori cum ar fi : strălucirea, contrastul și numărul gradațiilor de strălucire, vizibilitatea zgomotului, condițiile de vizionare etc. În cazul cînd variază doar numărul de linii de explorare Z (toți ceilalți factori rămînînd constanți), creșterea ΔS a finețiі aparente este proporțională cu creșterea relativă a numărului de linii ΔZ [2].

$$\Delta S = a \frac{\Delta Z}{Z} \tag{7}$$

adică :

$$S = a \ln Z + C \tag{8}$$

în care a și C sînt mărimi constante. Impunînd condițiile ca finețea aparentă S să fie egală cu unitatea, pentru $Z = Z_{max.}$ și egală cu zero, pentru $Z = 1$, (cîmp uniform luminat), obținem

$$S = \frac{\ln Z}{\ln Z_{max.}} \tag{9}$$

relație care este verificată și de rezultatele experimentale exprimate grafic în figura 7 [17].

Pentru a obține o finețe aparentă mare este necesar ca finețea reală să depășească o anumită valoare. Această condiție nu este însă și suficientă. O imagine cu finețe reală satis-

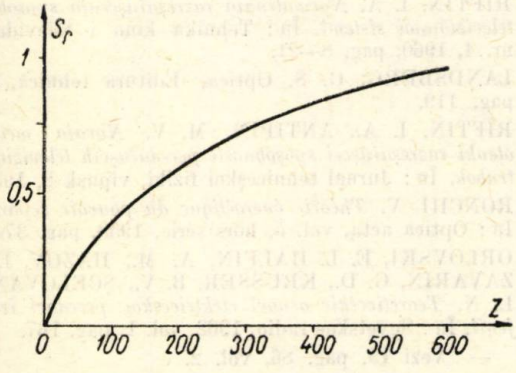


Fig. 7. Variația finețiі aparente relative S_r în funcție de numărul liniilor de descompunere a imaginii Z

făcătoare poate avea o finețe aparentă scăzută datorită faptului că finețea aparentă este funcție și de alți parametri ai imaginii. Experiențele arată că îngustarea gamei de contrast și micșorarea numărului de gradații de strălucire conduc la o reducere apreciabilă a finețiі aparente [18]. De asemenea, s-a constatat că, în procesul aprecierii subiective a finețiі imaginii, ochiul este mai puțin sensibil la atenuarea amplitudinii semnalului imaginii dacă lipsesc dis-

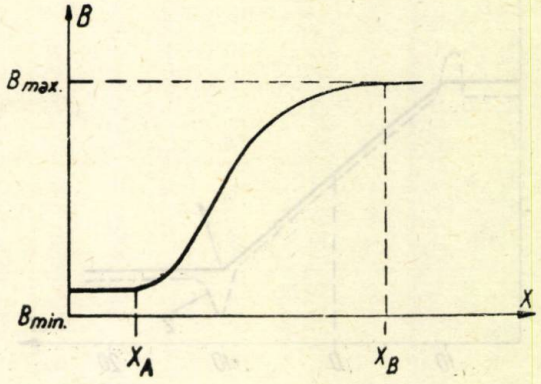


Fig. 8. Caracteristica tranzitorie a unui proces fotografic

torsiunile de fază. În sfîrșit, finețea aparentă depinde în ma e măsură de vizibilitatea zgomotului [19], [20].

Și conturanța aparentă este determinată nu numai de conturanța imaginii ci și de alți factori care intervin în procesul de formare a senzației vizuale.

În urma cercetărilor experimentale, Higgins și Jones [21] afirmă că, în cazul imaginilor fotografice, senzația de conturanță aparentă poate fi caracterizată printr-un parametru obiectiv al procesului reproducerii fotografice numit „acutanță". Dacă se cunoaște caracteristica tranzitorie a procesului fotografic (fig. 8), atunci acutanța se determină cu relația

$$A = K_0 \, B_{max.} \, G^2 = \frac{K_0 \, B_{max.}}{X_A - X_B} \int_{X_A}^{X_B} \left(\frac{dB}{dX} \right)^2 dx. \tag{10}$$

Acutanța nu poate fi folosită pentru caracterizarea conturanței aparente a imaginii de televiziune. Supracreșterile existente în caracteristica tranzitorie a sistemului de televiziune pot influența sensibil asupra dependenței dintre acutanță și conturanța aparentă.

În anumite limite, distorsiunile specifice introduse de sistemul de televiziune în redarea contururilor nu numai că nu scad calitatea imaginii ci, dimpotrivă, contribuie la îmbunătățirea ei. La vizionarea a două cîmpuri de strălucire diferită, separate printr-o zonă de estompare cu strălucire uniform variabilă (fig. 9, curba *1*), se observă un efect special de contrast, care a fost pus în evidență pe cale experimentală [22]. Acest efect constă în vizionarea a două linii, una strălucitoare și alta întunecată, care marchează limitele de separare dintre cele două cîmpuri și zona de estompare. (fig. 9, curba *2*). Vizionarea acestor linii (numite liniile lui Mach) conduce la ameliorarea conturanței aparente a imaginii.

Senzația de conturanță ridicată corespunde cazului cînd dimensiunile unghiulare ale zonelor de estompare sînt mai mici decît unghiul rezolutiv al ochiului ψ. În aceste condiții se poate vorbi de o valoare de prag a conturanței care

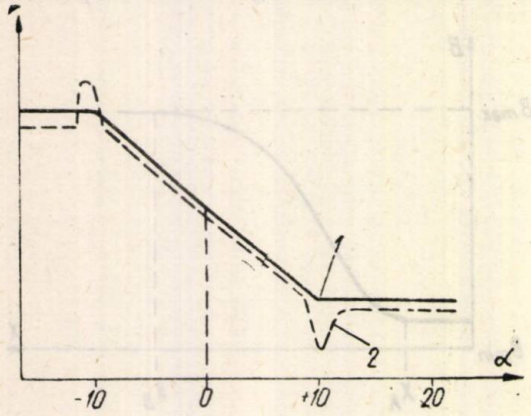


Fig. 9. Variația strălucirii (curba 1) și a strălucirii aparente (curba 2) la limita de separare dintre cîmpuri de strălucire diferită; în abscisă este reprezentat unghiul vizual în minute

creează impresia unei imagini clare. Micșorarea zonei de estompare sub această valoare nu mai poate conduce la îmbunătățirea conturanței aparente. Această concluzie a fost confirmată experimental în cazul imaginilor cinematografice : dacă conturanța și finețea rămîn în domeniul unor valori satisfăcătoare, orice încercare de mărire a cantității de informație nu conduce la creșterea clarității imaginii [23].

În anumite condiții de vizionare, conturanța aparentă este suficientă pentru a exprima claritatea imaginii dacă finețea aparentă este limitată de puterea de rezoluție a ochiului ; dacă finețea aparentă este limitată numai de finețea reală, atunci claritatea imaginii depinde atît de finețea aparentă cît și de conturanța aparentă [24].

CONCLUZII

Conținutul de detalii și calitatea redării contururilor joacă un rol important în determinarea calității imaginii de televiziune.

Puterea de rezoluție este un parametru al sistemului de televiziune care caracterizează capacitatea acestuia de a reproduce detaliile fine.

Pentru caracterizarea conținutului de detalii fine al imaginii poate fi folosită noțiunea „finețe". Finețea maximă este egală cu numărul liniilor de descompunere a imaginii. Finețea reală este mai mică decît finețea maximă, fiind funcție de mărimea distorsiunilor introduse de sistemul de televiziune.

Pentru caracterizarea calității redării contururilor imaginii se poate folosi noțiunea „conturanță".

Finețea și conturanța sînt parametrii obiectivi ai imaginii și depind nemijlocit de parametrii sistemului de televiziune.

Pentru aprecierea subiectivă a conținutului de detalii și a calității reproducerii contururilor se poate folosi noțiunea „claritate". Claritatea este un parametru subiectiv al imaginii determinat, în primul rînd, de finețea aparentă și conturanța aparentă.

Finețea aparentă și conturanța aparentă caracterizează impresiile de finețe, respectiv — conturanță, care iau naștere în procesul percepției vizuale a imaginii. Acești parametri subiectivi joacă rolul esențial în aprecierea clarității imaginii de televiziune.

BIBLIOGRAFIE

[1] Lexiconul tehnic romîn, vol. 6 (1960), pag. 85.

[2] RÎFTIN, I. A. *O četkosti i kacestve izobrajenii v televidenii.* În : Jurnal tehniceskoi fiziki, tom, 3, vîpusk 2 — 3, 1933.

[3] * * * Televidenie, Moskva, Sviazizdat, 1960, pag. 176.

[4] GUREVICI, S. B. *Fiziceskie proțessî v peredaiușcih televizionnîh trubkah.* Moscova, Fizmatghiz, 1958, pag. 183.

[5] SAMOILOV, V. F., RODIONOV, V. M. *Cu privire la o metodă de îmbunătățire a definiției imaginii de televiziune.* În : „Televiziunea" (culegere de material documentar), I.D.T., 1958, pag. 3.

[6] ALEXANDROV, O. A. *O vliianii rasfokusirovok na cetkosti televizionnovo izobrajeniia.* Dizertație, Institutul electrotehnic „V. I. Ulianov (Lenin)", Leningrad 1955.

[7] IVANOVA, L. A. *Povîșenie rezkosti televizionnovo izobrajeniia v kanalah ogranicennoi polosoi ceastat.* Dizertație, Institutul electrotehnic „Bonci-Bruievici", Leningrad, 1953.

[8] HIGGINS, G., WOLFE, N., *The relation of definition to sharpness and resolving power in a photographic system.* In : Journal of the optical society of America, vol. 45, nr. 2, 1955, pag. 121—129.

[9] ZWORYKIN, V. K. MORTON, G. A. *Television.* 2nd Edition.

[10] RÎFTIN, I. A. *K oțenke razreșaiușcei sposobnosti peredaiușcih televizionnîh trubok.* Sbornik posviașcennii 70-leției akad. L. F. Ioffe.

[11] RÎFTIN, I. A. *Normalinaia razreșaiușceaia sposobnosti televizionnoi sistemî.* În : Tehnika kino i televideniia, nr. 4, 1960, pag. 8—21.

[12] LANDSBERG, G. S. Optica, Editura tehnică, 1958, pag. 119.

[13] RÎFTIN, I. A., ANTIPIN, M. V. *Novaia metodica oțenki razreșaiușcei sposobnosti peredaiușcih televizionnîh trubok.* În : Jurnal tehniceskoi fiziki, vîpusk 2, 1959.

[14] RONCHI, V. *Théorie énergétique du pouvoir separateur* In : Optica acta, vol. 5, hors série, 1958, pag. 37—43.

[15] ORLOVSKI, E. L. HALFIN, A. M., HAZOV, L. D., ZAVARIN, G. D., KRUSSER, B. V., ȘCELOVANOV, I. N. *Teoreticeskie osnovî elektriceskoi peredaci izobrajenii.* În : Sovetskoe radio, 1962, vol. 1, pag. 167.

[16] — Vezi 15, pag. 86, vol. 2.

[17] — Vezi 3, pag. 178.

[18] KRÖBEL, W., *Die physicalische Gründlage bei der Beurteilung der Gütte von Bildern.* In : Rundfunktechnische Mitteilungen, nr. 8, 1958, pag. 234—245.

[19] KRASILNIKOV, N. N. *Pomehoustoicivosti televizionnîh ustroistv.* Moskova, Gosenergoizdat, 1961.

[20] GUREVICI, S. B., SOKOLOV, V. I. *O vliianii șumov na cetkosti televizionnovo izobrajeniia.* În : Tehnika kino i televideniia, nr. 8, 1960, pag. 21—29.

[21] HIGGINS, G. C., JONES, L. A. *The Nature and Evaluation of the Sharpness of Photographic Images.* În: Journal of SMPTE, vol. 58, nr. 4, 1952, pag. 277—290.

[22] FIORENTINI, A. *Effet de contraste dans la vision d'un champ avec un bord flou fixe ou mobile.* În: Optica acta, vol. 5, nors serie, 1958, pag. 71 - 76.

[23] BLIUMBERG, I. B., ZIAZINA, T. M., KIILER, T. A., TEREGULOV, G. I. *K voprosu o kacestve kinematograficeskovo izobraheniia.* În: Tehnika kino i televideniia, nr. 8, 1961, pag. 25.

[24] FINK, D. *Spravocinik po televizionnoi tehnike* (perevod s angliiskovo), Moskva, Gosenergoizdat, 1962, vol. 1, pag. 123.

Ing. HEINRICH SINNREICH

Diagrame de semnal

Articolul de față are ca scop introducerea în metoda diagramelor de semnal.

În traducere completă denumirea ar fi: diagrame de fluență (de circulație) a semnalului [1], [3]. Pentru simplitate se va folosi termenul: diagrame de semnal.

Sub forma actuală diagramele de semnal au fost introduse în 1953 de S. J. Mason și au căpătat o utilizare largă în domenii variate cum ar fi: analiza circuitelor liniare cu constante concentrate, a circuitelor pentru microunde [5] și a sistemelor cu reacție [7]. Diagramele de semnal se folosesc, de asemenea, în calcule cu probabilități condiționate [8], precum și la analiza sistemelor neliniare [9].

Diagrama de semnal este un model topologic al ecuațiilor unui sistem electric sau de altă natură, pe care îl reprezintă, și ca atare nu conține altă informație decît sistemul de ecuații. Avantajul metodei constă în faptul că:

— rezultatul dorit se citește direct prin inspecția diagramei, fără a rezolva ecuațiile prin operații algebrice;

— diagrama de semnale permite vizualizarea fenomenelor fizice din sistem și pune în evidență efecte de propagare, de reflexii și de reacție.

Datorită importanței de ordin general, pe care o prezintă diagramele de semnal, în prima parte a articolului se dau definițiile necesare și se introduc operații cu diagrame de semnal fără a avea în vedere o aplicație specifică, cu obiectivul final de a calcula factorul de transmisiune a unei diagrame.

În partea a doua se ilustrează aplicarea diagramelor de semnal la analiza circuitelor liniare, iar în partea a treia se tratează noțiunile de reacție cu ajutorul diagramelor de semnal. Aplicațiile ilustrate sînt de natură să servească ca exerciții pentru familiarizarea cu metoda diagramelor de semnal.

1. DIAGRAMA LINIARĂ DE FLUENȚĂ A SEMNALULUI

1.1. Definiții. Operații elementare

Diagrama de fluență a semnalului este o rețea de ramuri dirijate, conectate la noduri, constituind un model topologic al unui sistem de ecuații liniare simultane. Soluțiile sistemului de ecuații se citesc pe diagramă prin inspecție.

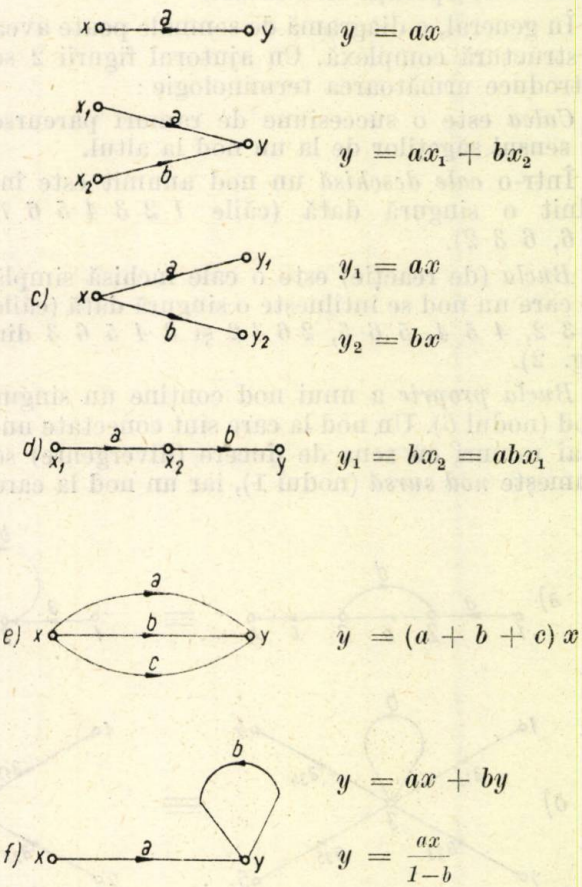


Fig. 1. Operații elementare cu diagrame de semnal

Fiecare variabilă care reprezintă un semnal din ecuații este asociat unui nod, iar legătura dintre variabile este reprezentată prin ramuri dirijate. Astfel, ecuația $y = ax$ se reprezintă printr-o ramură cu factor de transmisiune a, dirijată de la nodul x în care se definește un

semnal x la nodul y (fig. 1), în care se definește un semnal y.

Diagrama de fluență a semnalului a fost astfel denumită (Signal flow graph, diagrame de fluence) prin analogie cu o linie de transmisiuni care leagă două puncte x și y, avînd un factor

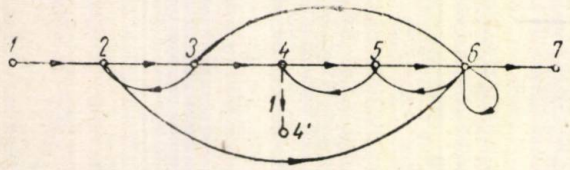


Fig. 2. Diagramă pentru ilustrarea definițiilor

de transmisiune a. Semnalul într-un nod k este dat de suma semnalelor sosite în acest nod, înmulțită cu factorii de transmisiune ai ramurilor respective care unesc celelalte noduri cu nodul k. La rîndul său, semnalul asociat unui nod se transmite tuturor ramurilor care pleacă din acest nod. În figura 1 este dată reprezentarea unor operații elementare.

În general, o diagramă de semnale poate avea o structură complexă. Cu ajutorul figurii 2 se introduce următoarea terminologie :

Calea este o succesiune de ramuri parcurse în sensul săgeților de la un nod la altul.

Într-o *cale deschisă* un nod anumit este întîlnit o singură dată (căile *1 2 3 4 5 6 7*, *2 6*, *6 3 2*).

Bucla (de reacție) este o cale închisă simplă în care un nod se întîlnește o singură dată (căile *2 3 2*, *4 5 4*, *5 6 5*, *2 6 3 2* și *3 4 5 6 3* din fig. 2).

Bucla proprie a unui nod conține un singur nod (nodul *6*). Un nod la care sînt conectate numai ramuri cu sens de ducere (divergente) se numește *nod sursă* (nodul 1), iar un nod la care

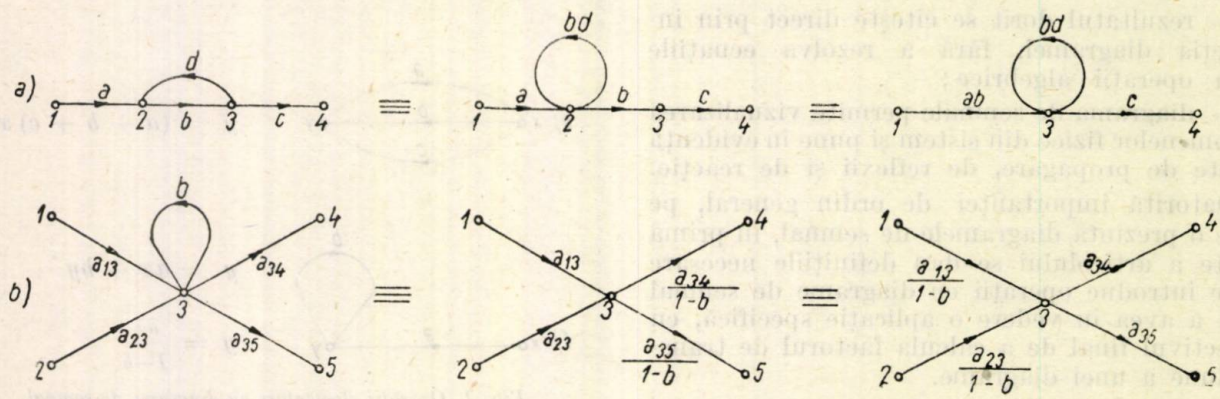


Fig. 3, a. Transformarea unei bucle în buclă proprie *Fig. 3, b. Eliminarea unei bucle proprii*

sînt conectate numai ramuri convergente se numește *nod de ieșire* (nodul 7). Factorul de transmisiune al unei căi este egal cu produsul factorilor de transmisiune ale ramurilor ce o formează. Factorul de transmisiune al diagramei este raportul dintre semnalul la nodul de ieșire și nodul sursă și reprezintă soluția căutată a sistemului de ecuații cu o singură variabilă independentă.

Variabilele din nodurile sursă reprezintă variabilele independente.

Oricare nod din diagramă poate fi făcut nod de ieșire prin anexarea unei ramuri cu cîștig unitate (*4'*).

În cazul mai multor surse, soluția rezultă din suprapunerea liniară a soluțiilor, luîndu-se pe rînd cîte o singură sursă.

O diagramă poate avea atîtea noduri sursă cîte variabile independente sînt și atîtea noduri de ieșire cîte semnale rezultante interesează să fie calculate.

Se descriu mai jos operațiile care se pot efectua asupra unei diagrame, pentru modificarea sau simplificarea ei.

Eliminarea unei bucle din diagramă este ilustrată în figura 3, *a*. În urma eliminării unei bucle, pot apare una sau mai multe bucle proprii.

Bucla proprie a unui nod se elimină împărțind factorii de transmisiune ai tuturor ramurilor care pleacă sau care vin cu 1 minus factorul de transmisiune al buclei (fig. *3*, *b*).

Inversarea unei căi. O diagramă de fluență a semnalului reprezintă legătura dintre variabile sub formă de cauză și efect. Astfel, dacă nodul k are asociat semnalul :

$$x_k = a_{1k}\, x_1 + \ldots + a_{jk}\, x_j + \ldots + b x_k$$

în care b reprezintă o buclă proprie, atunci dacă considerăm variabila x_j ca efect, aceasta va rezulta

$$x_j = x_k \left(\frac{1}{a_{jk}} - \frac{b}{a_{jk}} \right) - \frac{a_{1k}}{a_{jk}} x_1 - \ldots$$

Deci, pentru inversarea ramurii de la nodul j la k :

— ramura inversată are factorul de transmisiune $\frac{1}{a_{jk}}$;

— vîrfurile tuturor ramurilor terminate pe nodul k se mută pe nodul j şi factorii lor de transmisiune se înmulţesc cu $-\frac{1}{a_{jk}}$. Aceasta se aplică şi buclei proprii a nodului k, care dispare prin inversare, dar factorul de transfer al ramurii kj se măreşte cu termenul $-\frac{b}{a_{jk}}$.

Nu se modifică alte ramuri care pleacă din nodul k şi din nodul i. Pentru a transforma un nod sursă într-unul de ieşire, trebuie inversată calea respectivă. În figura 4 sînt ilustrate unele inversiuni.

Pentru inversarea unei căi se inversează toate ramurile ei. Se pot inversa numai căile care pornesc dintr-o sursă sau bucle.

Se observă că prin inversare se pot elimina bucle (fig. 4, *c*).

Divizarea unui nod. Prin divizarea unui nod se înţelege împărţirea lui într-o sursă la care rămîn conectate toate ramurile divergente şi un nod de ieşire care conectează ramurile convergente la nodul iniţial (fig. 5, *a*).

Prin factorul de transmisiune în buclă al nodului se înţelege factorul de transmisiune al diagramei în care cele două jumătăţi ale nodului sînt considerate sursă şi ieşire.

Factorul de transmisiune în buclă al unei ramuri se poate defini dacă se împarte ramura în două ramuri cu acelaşi factor de transmisiune, total conectate printr-un nod interior. *Factorul de transmisiune în buclă* al ramurii este egal,

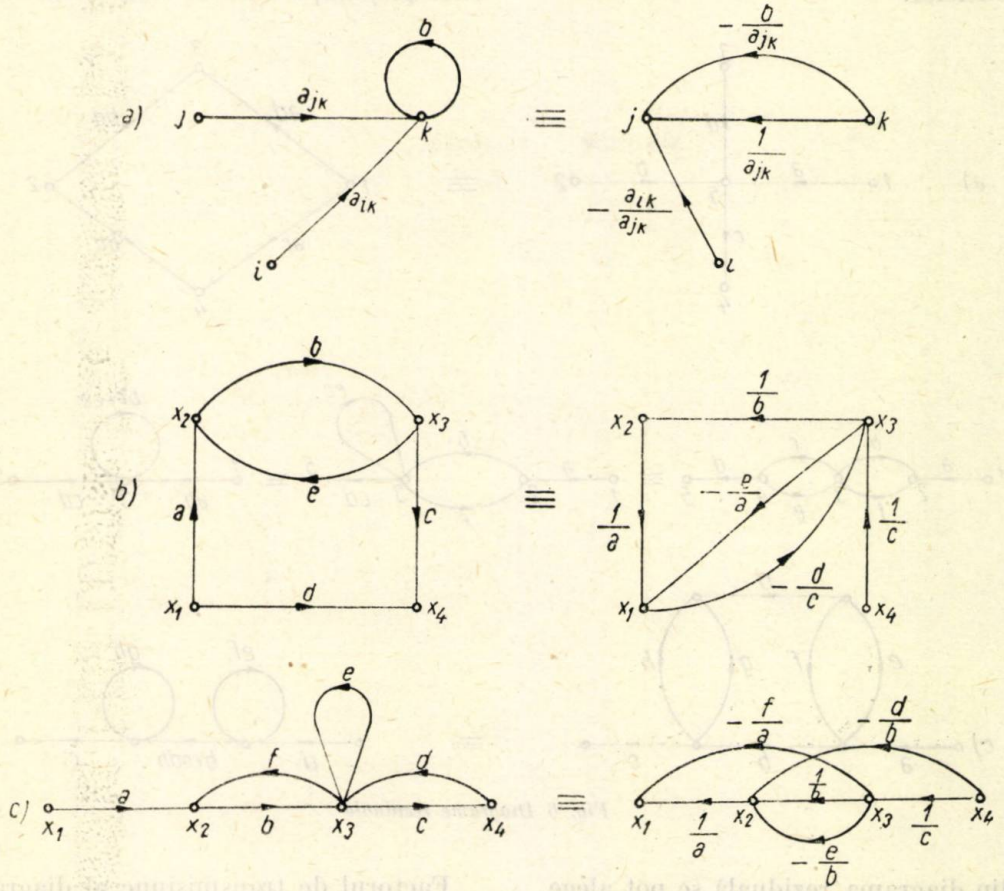


Fig. 4. Inversiuni

prin definiţie, cu factorul de transmisiune al nodului interior (fig. 5, *b*).

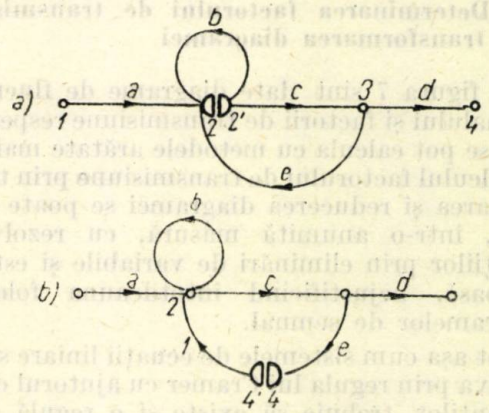


Fig. 5. Divizarea unui nod:
$a - T_2 = b + ce;\ b - T = \frac{ce}{1-b}$

Reducerea diagramei. Din diagramă se pot reduce unul sau mai multe noduri interioare, ceea ce corespunde eliminării unor variabile neinteresante. Diagrama rezultată se numeşte

reziduală și are același factor de transmisiune ca și diagrama inițială.

În figura 6, *a* se elimină nodul *5*, iar în figura 6, *b* se elimină nodurile *2* și *4*, reducîndu-se și numărul buclelor.

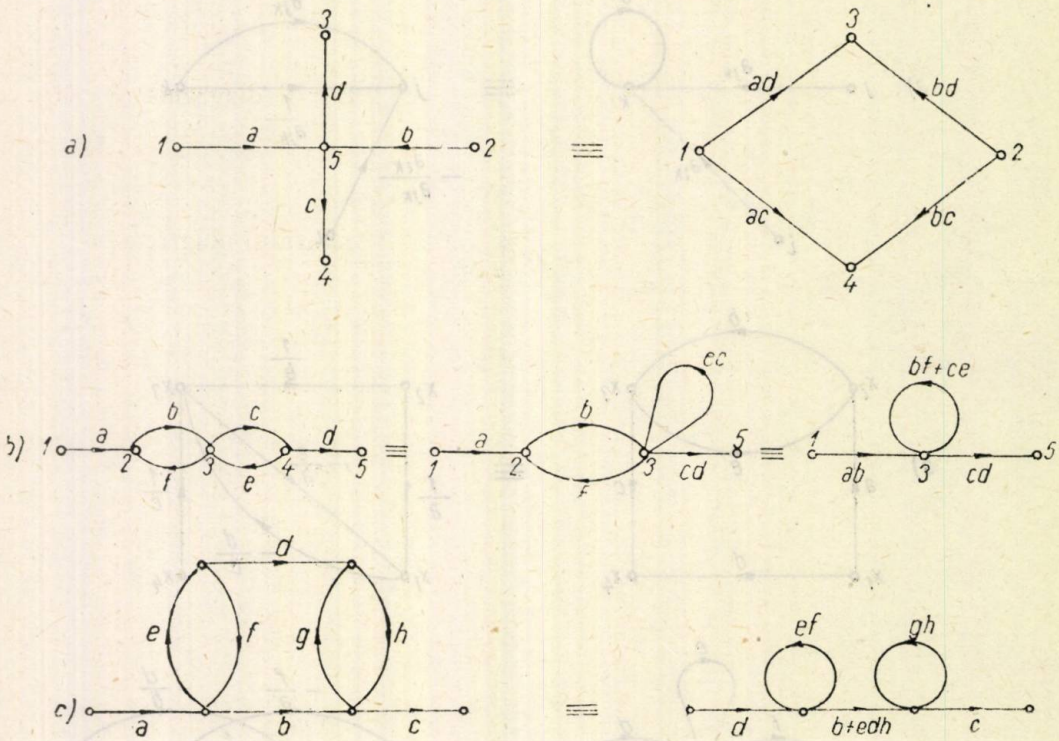


Fig. 6 Diagrame reziduale

Nodurile din diagrama reziduală se pot alege arbitrar, funcție de variabilele care interesează în problema studiată.

1.2. Determinarea factorului de transmisiune prin transformarea diagramei

În figura 7 sînt date diagrame de fluență a semnalului și factorii de transmisiune respectivi, care se pot calcula cu metodele arătate mai sus.

Calculul factorului de transmisiune prin transformarea și reducerea diagramei se poate compara, într-o anumită măsură, cu rezolvarea ecuațiilor prin eliminări de variabile și este laborioasă, nejustificînd întotdeauna folosirea diagramelor de semnal.

Tot așa cum sistemele de ecuații liniare se pot rezolva prin regula lui Cramer cu ajutorul determinanților, trebuie să existe și o regulă generală pentru determinarea factorului de transmisiune a unei diagrame. Formula pentru determinarea factorului de transmisiune a unei diagrame a fost stabilită de Mason [2] și permite, într-un mod foarte simplu, rezolvarea oricărei diagrame prin inspecție fără alte operații intermediare.

1.3 Formula generală a factorului de transmisiune

În cele de mai jos se enunță formula generală a factorului de transmisiune și se dau cîteva exemple, după care se demonstrează formula.

Factorul de transmisiune al diagramei de la nodul sursă la nodul de ieșire este :

$$G = \frac{\Sigma G_k \Delta_k}{\Delta} \qquad (1)$$

în care :

G_k este factorul de transmisiune a căii k de la sursă la ieșire ;

Δ — determinantul diagramei ;

Δ_k — determinantul acelei părți a diagramei care nu atinge calea k.

Determinantul se calculează prin inspecția diagramei, luîndu-se în considerație factorii de transmisiune ai diverselor bucle T_i :

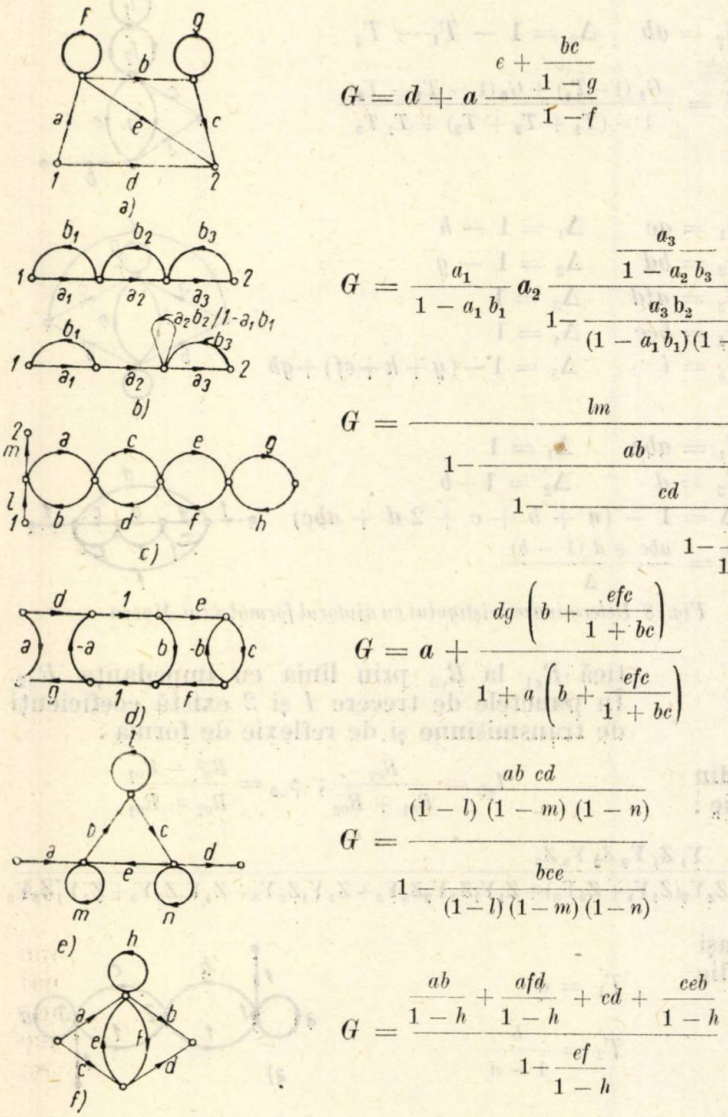
$$\Delta = 1 - \Sigma T_i + \Sigma \prod_2 T_i - \Sigma \prod_3 T_i + \ldots \qquad (2)$$

în care :

ΣT_i este suma tuturor factorilor de transmisiune ale buclelor diagramei ;

$\Sigma \prod_r T_i$ — suma tuturor produselor de rang r ale factorilor de transmisiune ale buclelor netangente.

Aplicarea simplă a acestei formule, aparent complicată, este ilustrată în exemplele din figura 8. Pentru a aplica formula generală, se formează mai întîi determinantul diagramei. În figura 8, a, al doilea termen al determinantului este $-(T_1 + T_2 + T_3)$, iar al treilea termen $(\Sigma\Pi T_i)$



$$G = d + a\,\frac{e + \dfrac{bc}{1-g}}{1-f}$$

$$G = \frac{a_1}{1-a_1b_1}\,a_2\,\frac{\dfrac{a_3}{1-a_2b_3}}{1-\dfrac{a_3b_2}{(1-a_1b_1)(1-a_3b_3)}}$$

$$G = \frac{lm}{1-\dfrac{ab}{1-\dfrac{cd}{1-\dfrac{ef}{1-gh}}}}$$

$$G = a + \frac{dg\left(b + \dfrac{efc}{1+bc}\right)}{1 + a\left(b + \dfrac{efc}{1+bc}\right)}$$

$$G = \frac{\dfrac{ab\,cd}{(1-l)(1-m)(1-n)}}{1-\dfrac{bce}{(1-l)(1-m)(1-n)}}$$

$$G = \frac{\dfrac{ab}{1-h} + \dfrac{afd}{1-h} + cd + \dfrac{ceb}{1-h}}{1-\dfrac{ef}{1-h}}$$

Fig. 7. Determinarea cîştigului prin reducerea diagramei

este T_1T_3, deoarece aceasta este singura combinaţie de două bucle netangente. Termenii din (2) au semnul $(-1)^r$, unde r este rangul produsului.

Pe urmă se identifică toate căile dintre sursă şi ieşire şi se înmulţesc factorii de transmisiune ai acestora cu determinanţii Δ_k respectivi. Aceştia se obţin din determinantul principal, omiţînd toţi termenii daţi de bucle tangente la acea cale.

Astfel pentru figura 8, b rezultă factorul de transmisiune :

$$G = \frac{ac(1-h) + bd(1-g) + afd + bec + i(1 - g - h - ef + gh)}{1 - g - h - ef + gh}$$

După cîteva exerciţii factorul de transmisiune se poate scrie direct, fără a enumera pe hîrtie factorii de transmisiune ai căilor şi determinanţii respectivi.

1.4. Demonstrarea formulei factorului de transmisiune

Aceasta se poate face pe cale algebrică plecînd de la regula lui Cramer pentru sistemul de ecuaţii reprezentat de diagramă [3]. Mai instructivă este însă demonstraţia bazată pe proprietăţile diagramelor de semnal, care este redată sumar mai jos.

Se pleacă de la definiţia determinantului diagramei :

$$\Delta = (1 - T_1')(1 - - T_2') \ldots (1 - T_n') \qquad (3)$$

în care T_k' *este factorul de transmisiune parţial în buclă* al nodului k, cu toate nodurile cu număr de ordine mai mare $k+1$, $k+2$, ... $k+n$ divizate. În figura 9, a sînt ilustraţi factorii de transmisiune parţiali pentru cele trei noduri. Se poate verifica uşor că Δ nu depinde de ordinea de numerotare a nodurilor, cu toate că factorii de transmisiune parţiali în buclă T_k' se schimbă.

Din însăşi natura diagramei de fluenţă a semnalului rezultă faptul că Δ astfel definit este o funcţie liniară de factori de transmisiuni de ramuri a_{ij} şi prin urmare nu poate conţine produse de căi tangente (ar apare termeni a_{ij} la puteri mai mari decît 1). Pe de altă parte, factorii de transmisiune parţiali T_k' sînt daţi numai de bucle şi căile care nu formează bucle nu influenţează valoarea lui Δ.

În concluzie, Δ este pur şi simplu un produs de factori de transmisiune în buclă, aparţinînd unor bucle netangente şi se poate exprima sub forma :

$$\Delta = [(1-T_1)(1-T_2) \ldots (1-T_n)]^* \qquad (4)$$

* cu menţiunea că toate produsele buclelor tangente se omit, ceea ce se mai poate scrie :

$$\Delta = 1 - \Sigma T_i + \underset{2}{\Sigma\Pi} T_i - \underset{3}{\Sigma\Pi} T_i + \ldots \qquad (5)$$

Să considerăm acum adăugarea unui nod $n+1$ la o diagramă cu n noduri (fig. 9, b). Prin nodul $n+1$ trec mai multe bucle cu factori de transmisiune T_k. Noul determinant Δ' va conţine, în afara tuturor termenilor din Δ, şi termeni de tipul $T_k\Delta_k$ în care Δ_k este determinantul părţii diagramei netangente la bucla T_k. Termenii $T_k\Delta_k$ fiind de un ordin mai mare decît Δ_k apar cu semn schimbat :

$$\Delta' = \Delta - \Sigma T_k\,\Delta_k \qquad (6)$$

Conform definiției (3), factorul de transmisiune parțial în buclă al nodului $n+1$ este:

$$T'_{n+1} = 1 - \frac{\Delta'}{\Delta} \qquad (7)$$

sau substituind (6) rezultă:

$$T'_{n+1} = \frac{\Sigma T_k \Delta_k}{\Delta} \qquad (8)$$

Dacă nodul $n+1$ este divizat în permanență, atunci T'_{n+1} este tocmai factorul de transmisiune sursă-ieșire al diagramei, iar $T_k = G_k$ sînt căile de la nodul sursă la ieșire din formula (1).

2. ANALIZA CIRCUITELOR CU AJUTORUL DIAGRAMEI DE FLUENȚĂ A SEMNALULUI

2.1. Analize directe

Fiind dat un circuit electric cu constante concentrate, se construiește diagrama de semnale din ecuațiile lui Kirchoff care descriu rețeaua, urmărindu-se punerea în evidență a lanțului cauză-efect.

Pentru figura 10, *a* ecuațiile sînt de forma

$$i_n = Y_n\,(e_{n-1} - e_n)$$

$$e_n = Z_n\,(i_n - i_{n+1})$$

pentru care rezultă diagrama de semnale din figura 10 *a* și atenuarea rețelei prin inspecție:

$$\frac{u_3}{e_0} = \frac{Y_1 Z_1 Y_2 Z_2 Y_3 Z_3}{1+Z_1Y_1+Z_1Y_2+Z_2Y_2+Z_2Y_3+Z_3Y_3+Z_1Y_2Z_2Y_3+Z_2Y_2(Z_1Y_1+Z_3Y_3)+Z_1Y_1Z_2Y_2Z_3Y_3+Z_1Y_1Z_2Y_3+Z_1Y_2Z_3Y_3+Z_1Y_1Z_3Y_3}$$

Pentru circuite active se folosește aceeași metodă. La amplificatorul cu cuplaj catodic din figura 10, *b* ecuațiile:

$$u_{gk} = u_1 - u_k$$

$$\mu\, u_{gk} = i_{a1}(R_{i1} + R_{a1}) + u_k$$

$$u_k = (i_{a1} + i_{a2})\, R_k$$

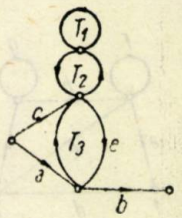
stau la baza diagramei în care s-a pus în evidență lanțul cauză-efect: $u_1 \to u_{gk1} \to i_{a1} \to u_k$. La rîndul său nodul u_k influențează nodurile u_{gk1} și i_{a1}, după cum se vede din diagrama construită. Aplicînd formula lui Mason se obține direct amplificarea la ieșirea simetrică între bornele *1—2*:

$$\frac{u_{a12}}{u_1} = \frac{\dfrac{\mu_1}{R_{i1}+R_{a1}} R_{a1}\left(1+R_k\dfrac{\mu_2+1}{R_{i2}+R_{a2}}\right)+\dfrac{\mu_1}{R_{i1}+R_{a1}} R_k \dfrac{\mu_2+1}{R_{i2}+R_{a2}} R_{a2}}{1+R_k\left(\dfrac{\mu_1+1}{R_{i1}+R_{a1}}+\dfrac{\mu_2+1}{R_{i1}+R_{a2}}\right)}$$

$G_1 = ceb \quad \Delta_1 = 1 - T_1$

$G_2 = ab \quad \Delta_2 = 1 - T_1 - T_2$

$$G = \frac{G_1(1-T_1) + G_2(1-T_1-T_2)}{1-(T_1+T_2+T_3)+T_1T_3}$$



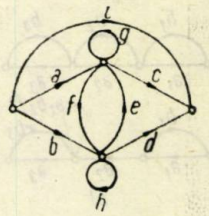
$G_1 = ac \quad \Delta_1 = 1 - h$

$G_2 = bd \quad \Delta_2 = 1 - g$

$G_3 = afd \quad \Delta_3 = 1$

$G_4 = bec \quad \Delta_4 = 1$

$G_5 = i \quad \Delta_5 = 1-(g+h+ef)+gh$



$G_1 = abc \quad \Delta_1 = 1$

$G_2 = d \quad \Delta_2 = 1-b$

$\Delta = 1 - (a + b + c + 2\,d + abc)$

$$G = \frac{abc + d\,(1-b)}{\Delta}$$

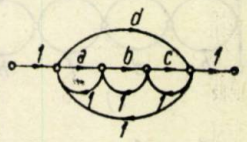


Fig. 8 Determinarea cîștigului cu ajutorul formulei lui Mason

În alte aplicații ca noduri de ieșire interesează tensiunile u_{a1} și u_{a2}.

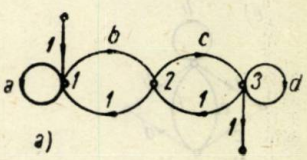
În figura 10, *c* este arătat un transformator de impedanță format din linii de transmisiuni, care face trecerea de la impedanța caracteristică R_{c1} la R_{c3} prin linia cu impedanța R_{o2}. În punctele de trecere *1* și *2* există coeficienți de transmisiune și de reflexie de forma:

$$t_{ab} = \frac{R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}}\,; \quad \rho_{ab} = \frac{R_o^2 - R_{o1}}{R_{o2} + R_{o1}}$$

$T'_1 = a$

$$T'_2 = \frac{b}{1-a}$$

$$T'_3 = d + \frac{c}{1 - \dfrac{b}{1-a}}$$



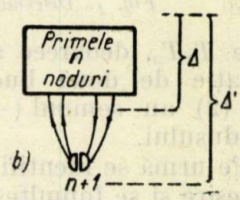


Fig. 9. Diagrame necesare pentru deducerea formulei cîștigului

Cu ajutorul diagramei rezultă raportul dintre unda reflectată și unda directă la intrare:

$$\frac{V_a^-}{V_a^+} = \frac{\rho_{ab} + t_{ab}\,t_{ba}\,\delta cde^{-j2\theta}}{1 + \rho_{ab}\,\rho_{cd}e^{-j2\theta}}$$

precum și unda directă la ieșire raportată la cea de la intrare :

$$\frac{V_d^+}{V_a^+} = \frac{t_{ab}\, e^{-j\theta}\, t_{cd}}{1 + \rho_{ab}\, \rho_{cd}\, e^{-j2\theta}}$$

Diagrama dă și o imagine sugestivă a fenomenelor de pe linie.

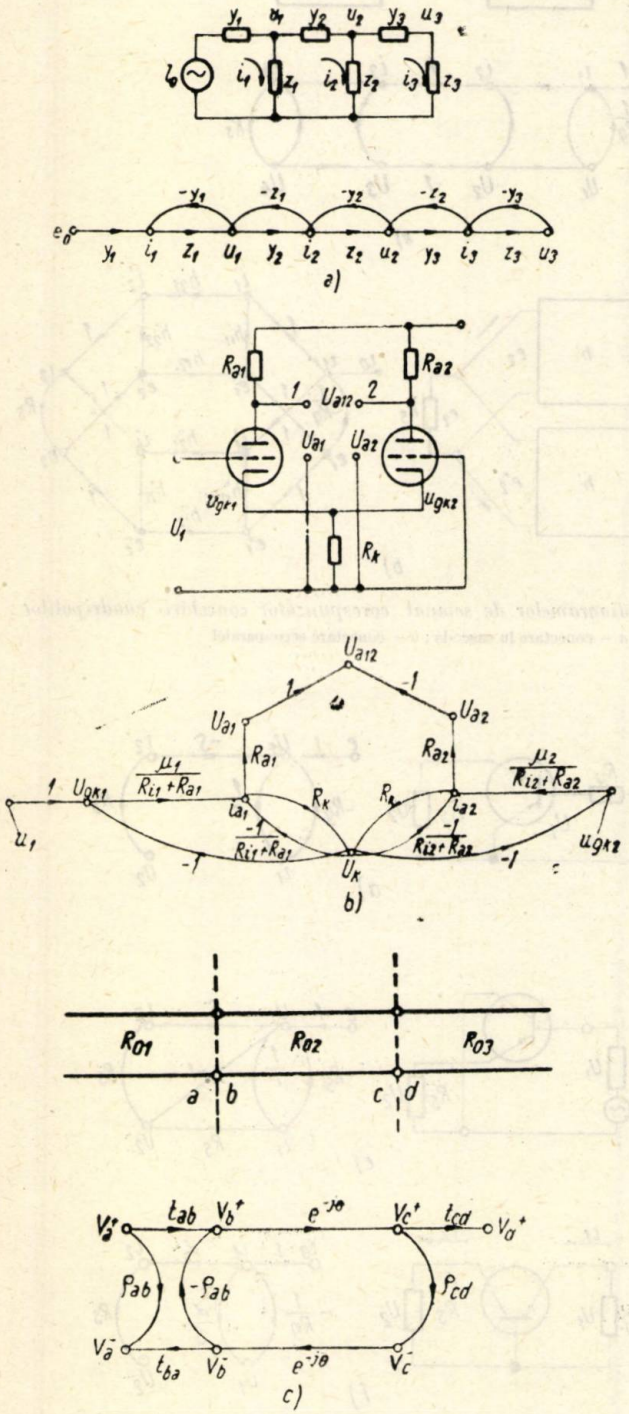


Fig. 10. Circuite liniare și diagramele de semnal corespunzătoare :

a — rețea în scară ; b — amplificator de semnal mic cu cuplaj catodic ; c — transformator de impedanță cu linii de transmisiuni

2.2. Reprezentarea cuadripolilor

Diagramele de semnal pot fi folosite în mod util împreună cu reprezentarea unor porțiuni din circuit prin parametrii de cuadripol cunoscuți.

În fig. 11, *a*, *b* și *c* sînt date diagramele de semnale pentru reprezentarea cuadripolilor prin parametri *a*, *y* și *h* corespunzător ecuațiilor :

$$\begin{pmatrix} e_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = (a)\begin{pmatrix} e_1 \\ i_1 \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = (y)\begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} e_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = (h)\begin{pmatrix} i_1 \\ e_2 \end{pmatrix}$$

Diagramele au cîte două noduri sursă și două noduri ieșire. Prin conectarea sarcinii sau prin altă conexiune, rămîne un singur nod sursă după cum rezultă mai jos.

Trecerea de la un grup de parametri la altul se efectuează ușor, prin schimbarea nodurilor sursă-ieșire și inversarea căii respective.

Astfel, în reprezentarea tranzistorului prin parametri hibrizi *h*, nodurile i_1 și e_2 sînt surse, iar e_1 și i_2, noduri de ieșire. Pentru trecerea la parametri admitanță *y* se inversează calea $e_1 - i_1$, rezultînd diagrama din figura 11, *d*

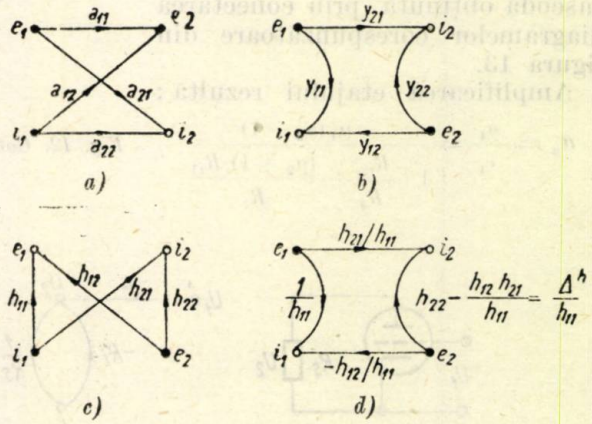


Fig. 11. Diagrame de semnal pentru cuadripoli

cu ajutorul unor operații similare celei din figura 6, *a*, în care termenii matricei *y* sînt exprimați funcție de termenii matricei *h*. În mod analog se pot obține celelalte formule de conversiune de la un grup de parametri la altul.

Diagramele mai multor cuadripoli se conectează împreună într-un mod similar cu conectarea însăși a cuadripolilor, dacă se alege grupul de parametri adecvați. În figura 12, *a* sus este înfățișată conectarea în cascadă a doi cuadripoli și jos, conectarea diagramelor, ținîndu-se seama că în punctele de conectare tensiunile u_1, u_2 și respectiv curenții i_1, i_2 sînt egali. Prin conectarea generatorului apare în diagramă o ramură R_g^{-1}, între curentul și tensiunea de la intrare, iar prin conectarea sarcinii apare ramura R_s de la curentul de ieșire la tensiunea de ieșire u_4 care încetează a mai fi

nod sursă. Singurul nod sursă rămîne curentul generatorului.

Este permisă numai legarea nodurilor de ieșire cu noduri sursă, altfel diagrama nu este corectă. De asemenea, trebuie respectată egalitatea sau însumarea curenților sau a tensiunilor în punctele de conexiune.

Conectarea serie și paralel a cuadripolilor este ilustrată în figura 12, *b* cu un circuit de reacție serie-paralel.

Diagramele unor circuite cu elemente active se pot obține „conectînd" diagrama elementului activ în circuit, respectîndu-se regulile de mai sus. În figura 13 sînt date diagramele simplificate pentru cele trei configurații ale tubului triodă și ale tranzistorului.

Schimbarea generatorului de tensiune cu unul de curent în figura 13 după necesități se face inversînd bucla $u_1 - i_1$.

În figura 14 este ilustrată diagrama de semnale ale unui etaj cascodă obținută prin conectarea diagramelor corespunzătoare din figura 13.

Amplificarea etajului rezultă:

$$a_u = \frac{u_4}{e_1} = \frac{-\mu_1(\mu_2+1)}{1+\frac{R_{i2}}{R_s}+\frac{(\mu_2+1)R_{i1}}{R_s}}$$

3. DIAGRAME DE SEMNAL ȘI NOȚIUNILE DE REACȚIE

Definițiile matematice legate de conceptul reacției negative formează, poate, obiectul celui mai dificil capitol din cartea lui Bode [11]

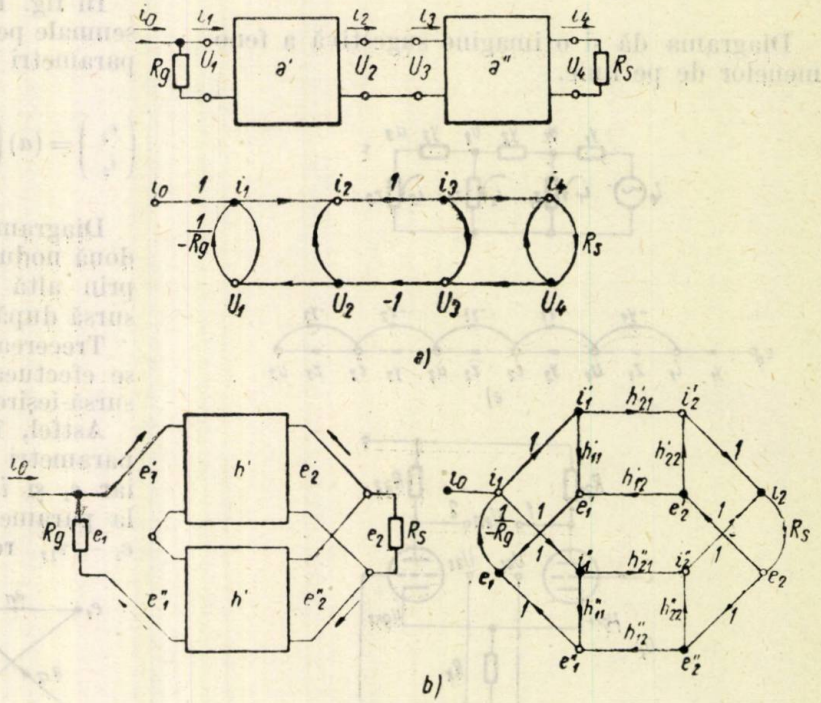


Fig. 12. Conectarea diagramelor de semnal corespunzător conectării cuadripolilor: a – conectare în cascodă; b – conectare serie-paralel

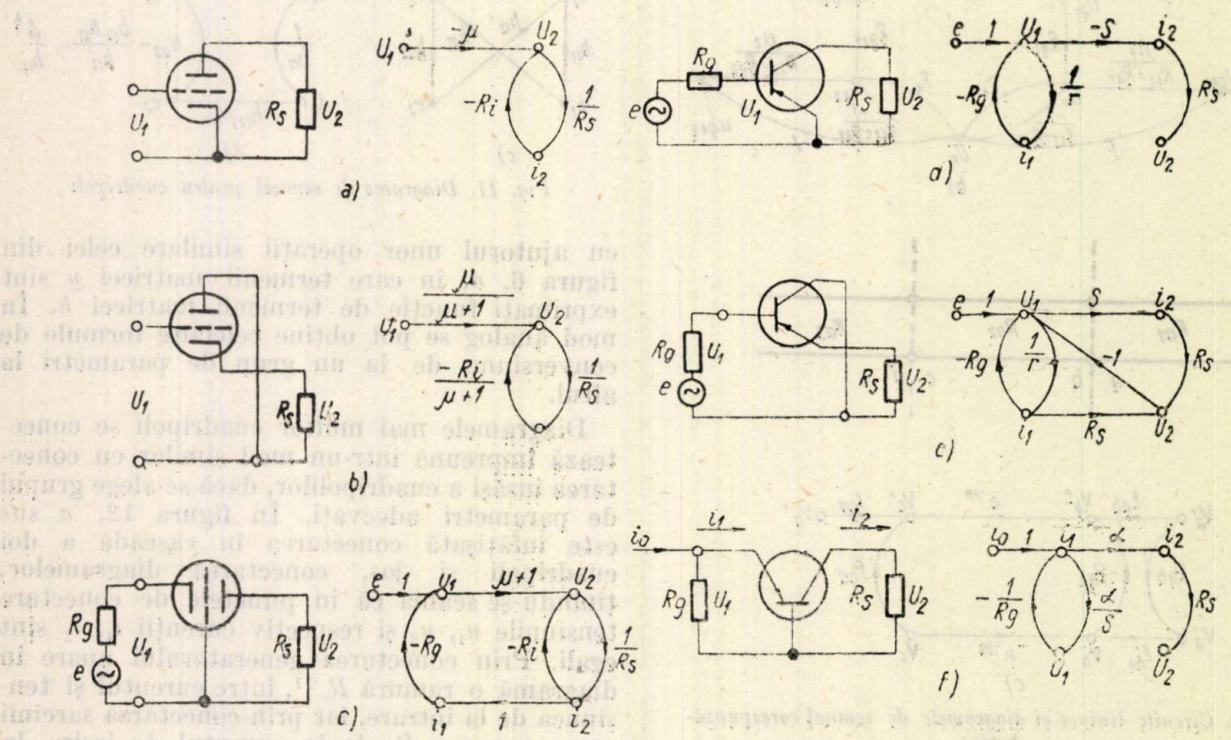
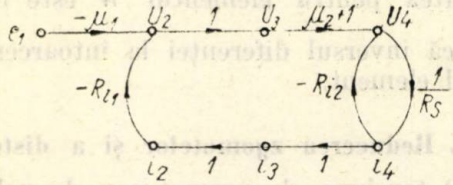


Fig. 13. Diagrame de semnal simplificate pentru tub și tranzistor în cele trei configurații

care tratează acest subiect. Noțiunile de reacție sînt însă fundamentale pentru cunoașterea circuitelor electrice active și a sistemelor automate.



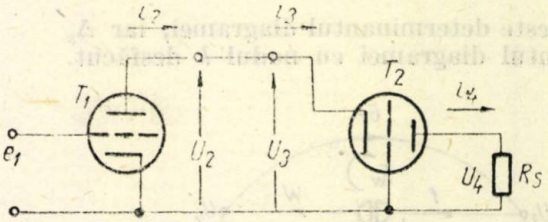


Fig. 14 Circuit cascodă

Mărimea cu care Bode caracterizează reacția pentru un element W într-un circuit este :

$$F = \frac{\Delta}{\Delta^{\circ}} \qquad (9)$$

în care Δ este determinantul sistemului de ecuații ale circuitului cu reacție și Δ° determinantul circuitului cu imitanța W egală cu 0. În mod frecvent W poate fi panta S a unui tub sau tranzistor, în care caz reacția este considerată pentru mărimea S. Definiția matematică (9) este lipsită de semnificație fizică evidentă și din acest motiv se folosește deseori imaginea din figura 15, *a* pentru a caracteriza un sistem cu reacție printr-un bloc cu transmisie unilaterală A_0 și o rețea de reacție cu coeficient de transfer β. Identificarea elementelor A_0 și β poate însă prezenta dificultăți [10], mai ales cînd există mai multe bucle sau căi de reacție. Conform definiției (9) se poate considera că există reacție și în circuite fără amplificare, așa cum este influența rezistenței de sarcină asupra generatorului din figura 15, *b*, fenomen greu de pus în evidență prin figura 15, *a*. Chiar și unele circuite active simple ca cel din figura 15, *c* nu au elementele A_0 și β_0 evidente și distincte.

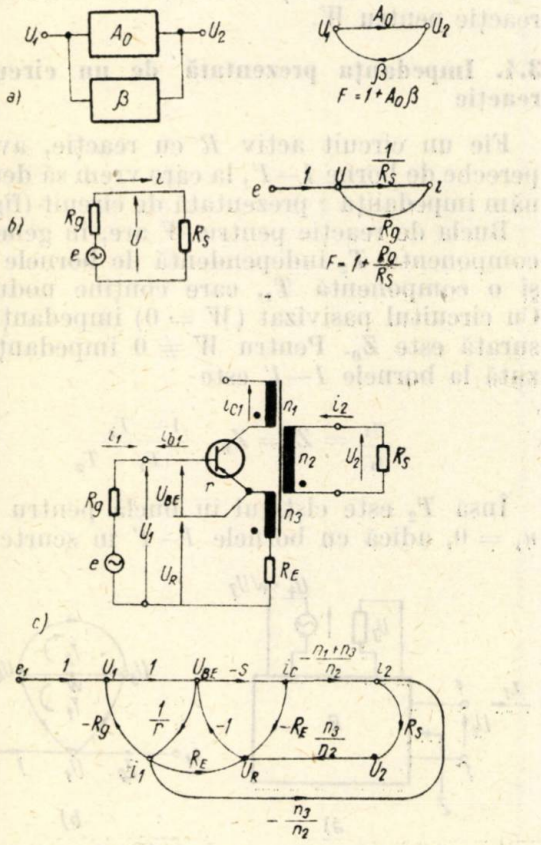


Fig. 15. Circuite cu reacție și diagramele corespunzătoare :
a – reprezentare uzură ; *b* – reacția sarcinii asupra generatorului ; *c* – etaj cu sarcină divizată

Se observă că în figura 15, *c* apar bucle de reacție neintenționate în proiectare, de tipul celei din figura 15, *b*.

Reacția poate fi pusă totdeauna în evidență construind diagrama de fluență a semnalelor, urmărindu-se lanțul cauză-efect așa cum se ilustrează în figura 15, *b* și *c*. De asemenea, noțiunile de bază din teoria reacției se pot defini într-un mod simplu cu ajutorul diagramelor de semnal. În cele ce urmează se definesc sumar aceste noțiuni și se exemplifică în analiza unui amplificator cu reacție.

3.1. Diferența la întoarcere

În diagrama de semnale un parametru W al circuitului poate fi reprezentat de o singură ramură (fig. 16). Reacția pentru W este exprimată de mărimea

$$F = 1 - T_w \qquad (10)$$

în care T_w este factorul de transfer sau cîștigul în buclă pentru ramură W. (Se folosește termenul cîștig în buclă deoarece în general $T_w > 1$). Mărimea F se mai numește „diferența la întoarcere", deoarece reprezintă diferența dintre un semnal unitar care pleacă și semnalul care se întoarce prin buclă la un nod interior k al ramurii W.

Este interesant de observat că dacă numerotarea nodurilor diagramei se face astfel încît nodul k să fie ultimul, atunci conform definiției

determinantului diagramei (3), diferența la întoarcere devine :

$$F_k = \frac{\Delta}{\Delta_k} \tag{11}$$

în care Δ este determinantul diagramei, iar Δ_k determinantul diagramei cu nodul k desfăcut.

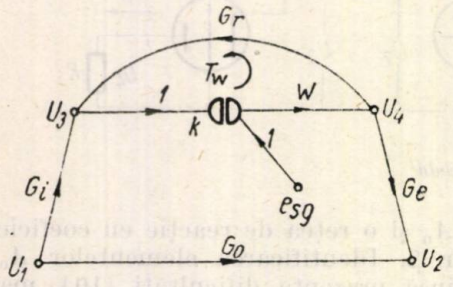


Fig. 16. Diagramă generală pentru reacție

Se observă asemănarea formală cu definiția (9), în care intervin determinanții sistemului de ecuații ale rețelei.

3.2. Sensitivitatea

Sensitivitatea factorului de transfer G a diagramei, funcție de transmisia W a unei ramuri, se definește ca

$$S_w^G = \frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}\ln W} \tag{12}$$

În sistemul fizic, G poate fi o funcție de transfer sau o impedanță, iar W parametrul considerat. Se iau rapoartele variațiilor logaritmice (de ex. în dB sau N), iar variațiile se consideră mici, astfel încît :

$$S_w^G = \frac{\mathrm{d}G}{\mathrm{d}W}\frac{W}{G} \tag{13}$$

Să considerăm că diagrama a fost redusă la forma din figura 16 [7], care pune în evidență parametrul W și bucla de reacție corespunzătoare lui, precum și ramura G_0 care reprezintă transmisiunea directă, independentă de W. Conform definiției :

$$F_w = 1 - W G_r \tag{14}$$

și

$$G = \frac{u_2}{u_1} = G_0 + \frac{G_i W G_e}{1 - W G_r} \tag{15}$$

Derivînd (15) și ținînd seama de (13) și (14), rezultă că sensitivitatea factorului de transfer G față de parametrul W este

$$S_w^G = \frac{1}{F_w}\left(1 - \frac{G_0}{G}\right) \tag{16}$$

Dacă se consideră numai transmisiunea afectată de W, atunci :

$$S_w^{G-G_0} = \frac{1}{F_w} \tag{17}$$

Pentru transmisiune directă nulă, sensitivitatea pentru elementul W este $S_w = \frac{1}{F_w}$, adică inversul diferenței la întoarcere pentru acel element.

3.3. Reducerea zgomotelor și a distorsiunilor

O tensiune de zgomot sau de neliniaritate introdusă în sistem de elementul W se poate reprezenta ca un nod sursă conectat la nodul k (fig. 16).

Tensiunea totală la ieșire în acest caz este :

$$u_2 = e_1 G + e_{sg}\frac{W G_e}{F_w} \tag{18}$$

având raportul semnal/zgomot $\frac{G F_w}{G_e W}$, adică de F_w ori mai mare față de cazul cînd nu ar exista reacție pentru W.

3.4. Impedanța prezentată de un circuit cu reacție

Fie un circuit activ R cu reacție, având o pereche de borne $1-1'$, la care vrem să determinăm impedanța z prezentată de circuit (fig. 17).

Bucla de reacție pentru W are, în general, o componentă T_2 independentă de bornele $1-1'$ și o componentă T_1, care conține nodul, u_1. Cu circuitul pasivizat ($W = 0$) impedanța măsurată este Z_0. Pentru $W \neq 0$ impedanța văzută la bornele $1-1'$ este

$$\frac{u_1}{i_1} = Z = Z_0\frac{1 - T_2}{1 - T_1 - T_2}$$

Însă T_2 este cîștigul în buclă pentru W cu $u_1 = 0$, adică cu bornele $1-1'$ în scurtcircuit,

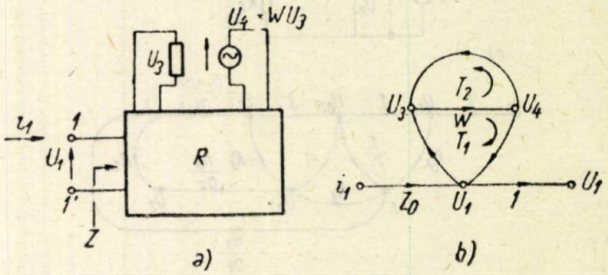


Fig. 17. Impedanța unui circuit de reacție

iar $T_1 + T_2$ este cîștigul în buclă cu bornele $1-1'$ în gol.

Prin urmare :

$$Z = Z_0\frac{F_{sc}}{F_{gol}} \tag{19}$$

în care F_{sc} și F_{gol} sînt diferențele la întoarcere pentru un element al circuitului cu bornele $1-1'$ în scurtcircuit, respectiv în gol. Formula (19) este utilă atunci cînd Z_0, F_{sc} și F_{gol} se calculează ușor, fără a analiza mai amănunțit rețeaua R și din acest motiv este întîlnită în literatură atunci cînd se demonstrează alte proprietăți ale impedanței circuitelor active cu reacție (De exemplu impedanța negativă).

3.5. Analiza circuitelor cu reacție negativă

Pentru proiectarea unui circuit concret cu reacție negativă interesează amplificarea acestuia, impedanțele de intrare și ieșire. De asemenea, interesează diferența la întoarcere pentru parametrii elementelor amplificatoare, deoarece prin ea obținem informație asupra sensitivității amplificării și impedanțelor, cît și asupra reducerii distorsiunilor neliniare și a zgomotelor. (Problema stabilității depășește cadrul acestui articol.) În general, diferența la întoarcere depinde de rezistența generatorului și a sarcinii. Astfel, pentru figura 15, c :

$$F_s = 1 + \frac{S\left[R_E + \frac{n_3(n_1+n_3)}{n_2^2} R_s\right]}{1 + \frac{1}{r}\left[R_g + R_E + R_s\left(\frac{n_3}{n_2}\right)^2\right]}$$

Reacția este eficace pentru $R_g < r$. La aplicarea unui generator de curent ($R_g = \infty$), rezultă $F_s = 1$, adică nu mai există reacție negativă.

Numai dacă circuitele de intrare și ieșire prin care se aplică reacția sînt în formă de punți echilibrate [11], atunci F nu depinde de R_g și R_s.

În cele ce urmează se dă, pentru exemplificare, analiza unui amplificator cu reacție. S-a ales schema des întîlnită cu două tranzistoare din figura 18. Pentru frecvențe joase, tranzis-

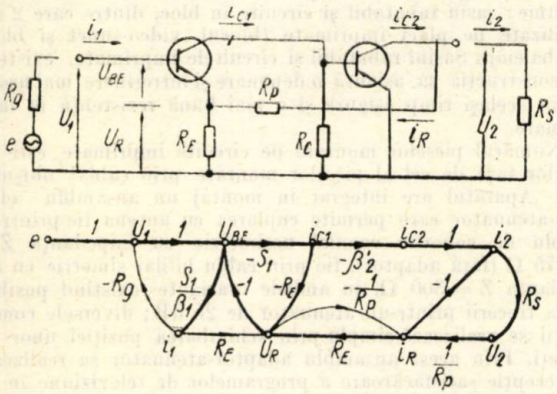


Fig. 18. Amplificator cu două tranzistoare cu reacție

toarele se caracterizează prin parametrii S, β și $r = h_{11E} = \frac{\beta}{S}$. De R_c se ține seamă notîndu-se $\beta'_2 = \frac{R_c}{r_2 + R_c}\beta_2$.

Cu notațiile din figura 18, a se obține diagrama de semnale din figura 18, b care corespunde ecuațiilor circuitului.

Dacă se omit termenii minori (liniile subțiri din diagramă), rezultă amplificarea de tensiune considerîndu-se u_1 sursă :

$$a_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{S_1 \beta'_2 R_s}{1 + S_1\beta'_2\frac{R_s}{R_p} R_E + S_1 R_E\left(1+\frac{R_s}{R_p}\right)} \approx \frac{R_P}{R_E}.$$

În expresia $\frac{u_2}{e}$ intervine și R_g. Din acest motiv, reacția negativă depinde și ea de R_g, ceea ce se poate constata calculînd diferența la întoarcere pentru β_2 :

$$F_{\beta 2} = 1 + \frac{S_1 \beta'_2 \frac{R_s}{R_p} R_E}{1 + S_1\left(R_E + \frac{R_g}{\beta_1}\right)\left(1+\frac{R_s}{R_p}\right)}$$

Este util de observat că $F_{\beta 2}$ este maxim pentru :

$$R_E = \sqrt{\frac{R_s}{a_u}\left(\frac{1}{S_1} + \frac{R_g}{\beta_1}\right)}$$

ceea ce interesează pentru reducerea distorsiunilor neliniare și a sensitivității față de β_2 [13].

Pentru a calcula rezistența de intrare, se consideră u_1 nod sursă și i_1 nod de ieșire, în care caz :

$$\frac{i_1}{u_1} = \frac{1}{R_{intr}} = \frac{\frac{S_1}{\beta_1}\left(1+\frac{R_s}{R_p}\right)}{1 + S_1\beta'_2\frac{R_s}{R_p} R_E + S_1 R_E + \frac{R_s}{R_p}(1 + S_1 R_E)}$$

La reacție puternică :

$$R_{intr} \approx \beta_1 \beta'_2 R_E \frac{R_s}{R_s + R_p}\ ^{*)}$$

Expresia rezistenței de intrare arată că sensitivitatea ei față de β_1 și β_2 este mare.

Analiza schemei se poate încheia calculînd rezistența la ieșire. În acest scop se consideră u_2 sursă și i_2 nod de ieșire ($e = 0$)

$$\frac{1}{R_{ies}} = \frac{\frac{1}{R_p}\left(1 + S_1 R_E + \frac{S_1 R_g}{\beta_1}\right) + \frac{R_E}{R_p} S_1 \beta'_2}{1 + S_1 R_E + \frac{S_1 R_p}{\beta_1}}$$

la reacție puternică $R_{ies} \approx \frac{R_p}{\beta'_2}$.

*) Nu s-a ținut seama de rezistența colectorului r_c la primul tranzistor care micșorează în ultima instanță R_{intr}.

Concluzia analizei este că reacția din figura 18, *a* stabilizează amplificarea de tensiune la valoarea $\frac{R_p}{R_E}$, existînd o valoare optimă pentru R_E.

Impedanța de intrare este mare, cea de ieșire mică, practic aceste impedanțe nu sînt stabilizate.

BIBLIOGRAFIE

[1] MASON, S. J. *Feedback theory — some properties of signal flow graphs.* In : Proc. I.R.E., sept. 1953, vol. 41, pag. 1144—1156

[2] MASON, S. J. *Feedback theory — Further properties of signal flow graphs.* In : Proc. I.R.E., iulie 1956, vol. 44, pag. 920—920.

[3] BOISVERT, M., *Les diagrammes de fluence de signal* In : Annales des telecomunications, martie—aprilie, 1958, vol. 13, pag. 50—77.

[4] FIEBIG, A. *Lineare Signalflussdiagramme,* In A.E.U., iunie, 1961 vol. 15, pag. 285—292.

[5] HUNTON, J. K. *Analysis of microvave measurement techniques by means of signal flow graphs.* In : Trans. I.R.E. MTT-8, 1960, pag. 206—212.

[6] MASON, S. J. și ZIMMERMANN, H. J. *Electronic circuits, signals and systems.* New-York, London, I. Wiley, 1960, sau ediția în l. rusă : Elektronnîe țepi, signali i sistemî. Moscova, Izd. I. L. 1963.

[7] TRUXALL, J. G. *Automatic feedback control system synthesis.* New-York, Mc. Graw-Hill, 1955.

[8] HUGGINS, W. H. *Signal flow graphs and random signals.* In : Proc. I.R.E., 1957, vol. 45, nr. 9, pag. 74—86.

[9] BICKART, T. A. *Flow graphs for the representation of nonlinear systems.* In : Trans. I.R.E. CT-8, nr.1, martie, 1961, pag. 49.

[10] CARTIANU, GH. *Bazele radiotehnicii, vol. II, cap 18,* Ed. de stat didactică și pedagogică, București 1962.

[11] BODE, H. W. *Network analysis and feedback amplifier design.* New-York, Van Nostrand, 1945.

[12] WING, O. *Ladder network analysis by siganl flow graphs application to analog computer programming* In : Trans. I.R.E. CT, decembrie 1956, vol. 3, pag. 289—294.

[13] SINNREICH, H. *Proiectarea optimă a unor tipuri de amplificatoare cu tranzistoare cu reacție.* In : Telecomunicații, 7, nr. 2, 1963, pag. 84—87.

[14] PAPADACHE, I. *Studiul sistemelor de reglare prin metode topologice.* In : Automatica și electronica, nr. 3, pag. 97—99 1963,

Ing. EREMIA MIHĂILESCU

TELEVIZORUL VS 43—621 A „TONITZA"

Receptorul de televiziune „Tonitza" este o variantă mult îmbunătățită a televizorului „Azur" (fabricat de Uz. Electronica în cursul anului 1963).

Este prezentat într-o casetă de placaj furniruit lustruit oglindă, cu geam de protecție, avînd o linie modernă, sobră și elegantă, plăcută ochiului (fig. 1).

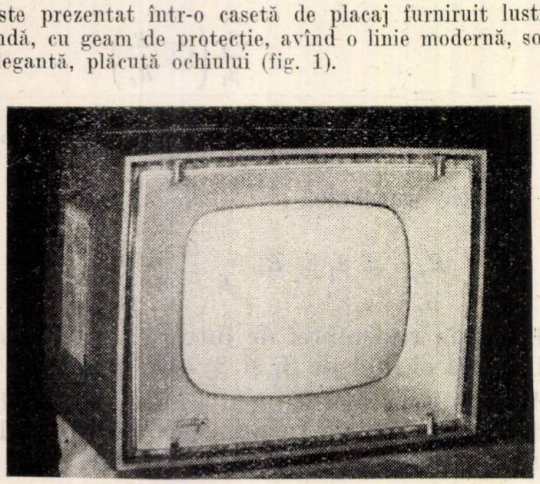


Fig. 1. Fotografia televizorului VS 43-621A „Tonitza"

Aparatul are o stabilitate remarcabilă în funcționare și un număr redus de reglaje. Dispunerea butoanelor de reglaj pe televizor este făcută în conformitate cu importanța și frecvența reglajului.

Trebuie semnalat faptul că la televizorul „Tonitza" se obține o imagine de înaltă calitate, chiar și în cazul recepției în încăperi luminate (prin alegerea corespunzătoare a contrastului). Aceasta datorită strălucirii foarte bune a imaginii cît și focalizării superioare a spotului.

NOI TELEVIZOARE ROMÎNEȘTI

Televizorul „Tonitza" este construit aproape în întregime cu seturi de piese realizate în țară (excepție tuburile electronice, tubul cinescop cu accesoriile și difuzorul).

Particularități constructive

— Schema electrică a acestui televizor se deosebește de schema televizorului „Azur" prin faptul că unul din tuburile electronice EF 80 ale amplificatorului de frecvență intermediară imagine—sunet a fost înlocuit cu tubul EF 184 (panta tubului EF 80 este de 6,8 mA/V, iar a tubului EF 184 de 15 mA/V). Introducerea noului tub a condus la îmbunătățirea unor performanțe globale ca : sensibilitatea, selectivitatea, definiția. Astfel grație montării acestui tub s-a obținut o sensibilitate mai bună decît 100 μV pe toate canalele. Pentru micșorarea eventualelor oscilații parazite, tubul EF 184 a fost introdus într-un blindaj metalic.

— Montajul este bazat pe soluții constructive moderne și anume : șasiu rabatabil și circuite în bloc, dintre care 2 sînt realizate pe plăci imprimate (blocul video-sunet și blocul de baleiaj). Șasiul rabatabil și circuitele imprimate, existente în construcția sa, asigură o depanare și întreținere mai ușoară și în același timp asigură și o mai bună rezistență în funcționare.

Numărul pieselor montate pe circuite imprimate este superior față de cel al pieselor montate prin cablaj obișnuit.

— Aparatul are integrat în montaj un ansamblu adaptor-atenuator care permite cuplarea cu antena fie printr-un cablu de coborîre coaxial nesimetric cu impedanța $Z = 75\ \Omega$ (fără adaptor), fie prin cablu bifilar simetric cu impedanța $Z = 300\ \Omega$, în ambele variante existînd posibilitata trecerii printr-un atenuator de 25 dB ; diversele combinații se realizează simplu prin schimbarea poziției unor călăreți. Prin acest ansamblu adaptor-atenuator se realizează o recepție satisfăcătoare a programelor de televiziune în raport cu condițiile de lucru ale televizorului.

— Televizorul „Tonitza" are prevăzut un reglaj de ton, care permite alegerea tonalităților dorite în funcție de natura programului.

— Difuzorul permanent dinamic este dispus lateral și asigură o reproducere a sunetului de înaltă calitate.

— În vederea asigurării răcirii, aparatul este prevăzut la partea superioară a casetei cu ferestre de aerisire, judicios amplasate, îmbunătățindu-se astfel siguranța în exploatare a televizorului.

Descrierea sumară a televizorului

Este un receptor de televiziune tip superheterodină, de clasă mijlocie, în montaj cu o cale comună pentru semnalele de imagine şi sunet (cu bătăi între purtătoare), prevăzut pentru recepţia a 12 canale din benzile I—III, ca toate celelalte televizoare moderne.

Aparatul este prevăzut cu 10 reglaje manuale şi anume: volum sonor, ton, contrast, luminozitate, frecvenţa liniilor, frecvenţa cadrelor, liniaritate pe verticală, dimensiune pe verticală, dimensiune pe orizontală şi acord fin al oscilatorului local.

Alimentarea aparatului se face numai de la reţeaua de curent alternativ (50 Hz) la tensiunile de 120 V şi 220 V.

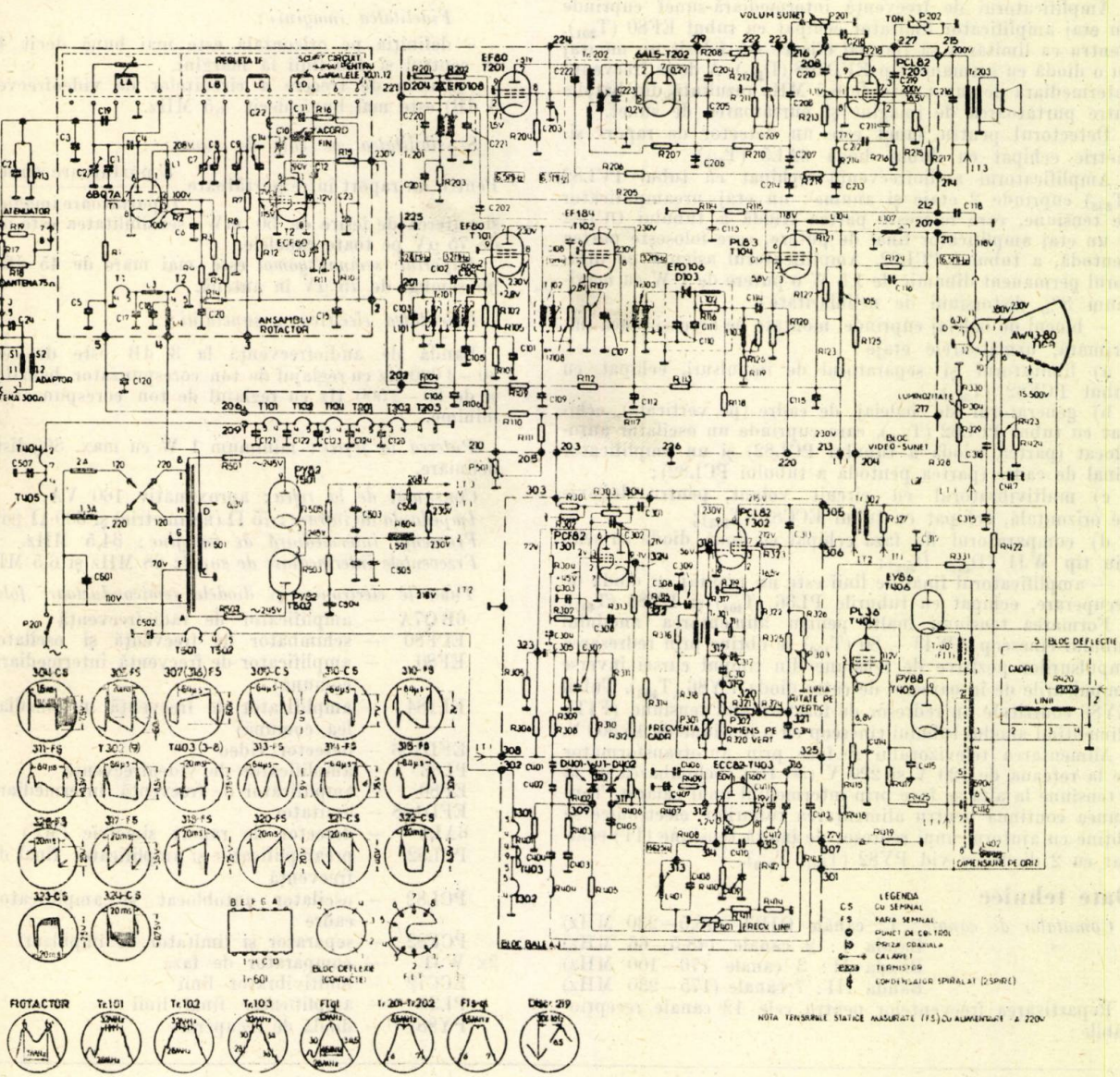


Fig. 2. Schema de principiu a televizorului VS 43-621A „Tonitza"

Este echipat cu:

— tub cinescop de tipul AW 43—80 cu diagonala de 43 cm, unghiul de deflexie 90°, ecran aluminizat, focalizare electrostatică şi capcană de ioni;

— 16 tuburi electronice şi 4 diode semiconductoare (2 buc. cu germaniu şi 2 buc. cu seleniu);

— un difuzor circular permanent dinamic de 1,5 W/3,5 Ω avînd Ø = 170 m;

— adaptor (special integrat în montajul aparatului) prin care se realizează adaptarea dintre cablul bifilar simetric de coborîre al antenei cu impedanţa de 300 Ω şi intrarea nesimetrică a televizorului cu impedanţa de 75 Ω;

— atenuator (integrat în montaj) cu un raport de divizare a tensiunii egal cu 17,7, care poate fi folosit atît în cazul conectării directe, la intrarea televizorului, a cablului coaxial nesimetric ($Z = 75\ \Omega$) cît şi în cazul conectării prin adaptor a cablului bifilar simetric ($Z = 300\ \Omega$).

Este prevăzut cu două siguranţe fuzibile, una de 2 A pentru 120 V şi cealaltă de 1,3 A pentru 220 V.

Dimensiunile televizorului sînt aproximativ: 546 × 434 × × 355 (445) mm, iar greutatea cca. 28 kg.

Examinînd schema de principiu a aparatului (fig. 2) se observă următoarele:

— blocul RF (ansamblu rotator) cuprinde un etaj amplificator RF în montaj cascodă echipat cu tubul electronic 6 BQ7A (T_1) şi un etaj schimbător de frecvenţă echipat cu tubul ECF80 (T_2);

— blocul video-sunet (realizat pe o placă cu cablaje imprimate) cuprinde: amplificatorul de FI imagine-sunet calea comună). detectorul videofrecvenţă, amplificatorul videofrecvenţă, amplificatorul de FI sunet, detectorul pentru sunet şi amplificatorul de audiofrecvenţă.

Amplificatorul de FI imagine-sunet (calea comună) cuprinde două etaje amplificatoare FI cu circuite acordate pe

aceeași frecvență, echipate cu tuburile EF 80 (T_{101}) și EF184 (T_{102}). Frecvența intermediară de imagine este 34,5 MHz iar prima frecvență intermediară de sunet este 28 MHz.

Detectorul de videofrecvență este echipat cu dioda cu germaniu tip EFD106 (D_{103}).

Amplificatorul videofrecvență cuprinde un singur etaj echipat cu tubul PL83 (T_{104}).

Amplificatorul de frecvență intermediară-sunet cuprinde un etaj amplificator limitator echipat cu tubul EF80 (T_{201}). Pentru ca limitarea să fie mai eficace s-a folosit un montaj cu o diodă cu germaniu tip EFD108 (D_{204}). A doua frecvență intermediară de sunet este de 6,5 MHz rezultată din bătăile între purtătoarea de imagine și purtătoarea de sunet.

Detectorul pentru sunet este un detector de raport simetric echipat cu dubla diodă 6AL5 (T_{202}).

Amplificatorul audiofrecvență echipat cu tubul PCL82 (T_{203}) cuprinde 2 etaje și anume: un etaj preamplificator de tensiune, care folosește partea triodă a tubului OCL82 și un etaj amplificator final de putere, care folosește partea pentodă, a tubului PCL82. Amplificatorul asigură pe difuzorul permanent dinamic de 1,5 W o putere de 1 W cu maximum 8% distorsiuni de neliniaritate;

— blocul de baleiaj cuprinde, montate pe aceeași placă imprimată, următoarele etaje:

a) limitatorul și separatorul de impulsuri, echipat cu tubul PCF82 (T_{301});

b) generatorul de baleiaj de cadre (pe verticală), echipat cu tubul PCL82 (T_{302}), care cuprinde un oscilator autoblocat (partea triodă a tubului PCL82) și un amplificator final de cadre (partea pentodă a tubului PCL82);

c) multivibratorul cu circuit volant, pentru deflexie pe orizontală, echipat cu tubul ECC82 (T_{403});

d) comparatorul de fază echipat cu două diode cu seleniu tip WJ1 (D_{401}, D_{402});

— amplificatorul final de linii este un montaj cu dioda de recuperare, echipat cu tuburile PL36 (T_{404}) și PY88 (T_{405}).

Formarea tensiunii înalte pentru alimentarea anodului tubului cinescop AW43 — 80 (T_{100}) se obține prin redresarea impulsurilor pozitive de tensiune din timpul cursei inverse (impulsurile de întoarcere) de către dioda EY86 (T_{406}). Tubul EY86 constituie un redresor de foarte înaltă tensiune (FIT), alimentînd anodul tubului cinescop cu o tensiune de 15 500 V.

Alimentarea televizorului se face prin autotransformator de la rețeaua de 120 V și 220 V (50 Hz). Schimbarea de la o tensiune la alta se face prin intermediul unui călăreț. Tensiunea continuă pentru alimentarea tuburilor electronice se obține cu ajutorul unui redresor de înaltă tensiune (IT) echipat cu 2 diode cu vid PY82 (T_{501}, T_{502}).

Date tehnice

Comutator de canale: 12 canale OIRT (48,5—230 MHz)
Banda I: 2 canale (48,5—66 MHz)
Banda II: 3 canale (76—100 MHz)
Banda III: 7 canale (175—230 MHz)

Repartizarea frecvențelor pentru cele 12 canale recepționabile:

Canalul	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Frecv. purtătoare de imagine (F_i) MHz	49,75	59,25	77,25	85,25	93,25	175,25	183,25	191,25	199,25	207,25	215,25	223,25
Frecv. purtătoare de sunet (F) MHZ	56,25	65,75	83,75	91,75	99,75	181,75	189,75	197,75	205,75	213,75	221,75	229,75

Dimensiunile imaginii: 355 × 270 mm (diagonala 43 cm).

Sensibilitatea medie pe calea de imagine: mai bună decît 100 μV (pentru 6 V_{tef} pe catodul cinescopului)

Reglajul automat al sensibilității (RAS): pentru o variație de 26 dB (de la 2,5 mV la 500 mV) a semnalului la intrare (cu regljul contrastului la maxim) variația tensiunii video la ieșire este mai mică de 4 dB.

Selectivitatea:

— atenuarea frecvenței purtătoare de sunet a canalului recepționat este mai mare de 20 dB;

— atenuarea purtătoarei de sunet a canalului adiacent inferior este mai mare 15 dB;

— atenuarea purtătoarei de imagine a canalului adiacent superior este mai mare de 26 dB;

— atenuarea frecvenței intermediare este mai mare de 30 dB;

— atenuarea frecvenței „imagine" este mai mare de 40 dB.

Fidelitatea imaginii:

— definiția pe orizontală este mai bună decît 450 linii în centrul și 400 linii la margini.

— banda de trecere a circuitelor de videofrecvență (la 3 dB) este mai bună decît 4,5 MHz.

Sensibilitatea pe cale de sunet:

Pentru un raport între purtătoare $\frac{U \text{ purtătoare sunet}}{U \text{ purtătoare imagine}} = \frac{1}{2}$ și puterea de ieșire de 50 mW, sensibilitatea este mai bună de 75 μV pe toate canalele.

Raportul semnal/zgomot este mai mare de 45 dB pentru un semnal de 75 μV în antenă.

Fidelitatea electrică a sunetului:

Banda de audiofrecvență la 3 dB este de cel puțin 80—9 000 Hz cu reglajul de ton corespunzător benzii maxime și de 80—2 500 Hz cu reglajul de ton corespunzător benzii minime.

Puterea la ieșire: minimum 1 W cu max. 8% distorsiuni neliniare.

Consumul de la rețea: aproximativ 160 VA.
Impedanța de intrare: 75 Ω (nesimetric) și 300 Ω (simetric).
Frecvența intermediară de imagine: 34,5 MHz.
Frecvențele intermediare de sunet: 28 MHz și 6,5 MHz.

Tuburile electronice și diodele semiconductoare folosite:

6BQ7A	— amplificator de radiofrecvență
ECF80	— schimbător de frecvență și oscilator local
EF80	— amplificator de frecvență intermediară (calea comună)
EF184	— amplificator de frecvență intermediară (calea comună)
EFD106	— detector video
PL83	— amplificator de videofrecvență
EF80	— amplificator de frecvență intermediară sunet
EFD108	— limitator
6AL5	— detector de raport simetric (MF)
PCL82	— preamplificator și amplificator final de audio frecvență
PCL82	— oscilator autoblocat și amplificator final cadre
PCF82	— separator și limitator de impulsuri
2x WJ1	— comparator de fază
ECC72	— multivibrator linii
PL36	— amplificator final linii
PY88	— diodă de recuperare
EY86	— redresor de foarte înaltă tensiune (FIT)
2x PY82	— redresor de înaltă tensiune (IT)

Lista materialelor electrice și a pieselor principale

(a se urmări pe schema de principiu din fig. 2)

Rezistențe chimice.

1. R_1, R_7 — 10 kΩ ± 10% — 0,5 W
2. R_2, R_3, R_{13}, R_{126}, R_{127}, R_{218}, R_{301}, R_{320}, R_{411} — 1 MΩ ± 10% — 0,5 W

3. R_4, R_{117}, R_{129}, R_{318} — 470 kΩ ± 10% — 0,5 W
4. R_5, R_{217} — 1 kΩ ± 10% — 05 W
5. R_{118}, R_{124}, R_{210}, R_{306}, R_{311} — 47 kΩ ± 10% — 0,5 W
6. R_8, R_{12}, R_{315}, R_{414} — 100 kΩ ± 10% — 0,5 W
7. R_{10} — 10 kΩ ± 10% — 1 W
8. R_{11}, R_{316} — 22 kΩ ± 10% — 0,5 W
9. R_{14}, R_{402}, R_{406}, R_{419} — 560 kΩ ± 10% — 0,5 W
10. R_{15} — 22 Ω ± 10% — 0,5 W
11. R_{16}, R_{206} — 33 kΩ ± 10% — 1 W
12. R_{17} — 680 Ω ± 5% — 0,25 W
13. R_{18}, R_{19} — 82 Ω ± 5% — 0,25 W
14. R_{101}, R_{104}, R_{418} — 100 Ω ± 10% — 0,5 W
15. R_{102}, R_{109}, R_{112}, R_{113}, R_{211}, R_{212} — 33 Ω ± 10% — 0,5 W
16. R_{105} — 850 Ω ± 3% — 0,25 W
17. R_{106} — 2,2 kΩ ± 10% — 0,5 W
18. R_{107}, R_{114} — 150 Ω ± 10% — 0,5 W
19. R_{108} — 1 350 Ω ± 3% — 0,25 W
20. R_{110}, R_{321}, R_{329} — 390 kΩ ± 10% — 0,5 W
21. R_{111}, R_{424} — 10 MΩ ± 10% — 0,5 W
22. R_{115} — 56 Ω ± 10% — 0,5 W
23. R_{116} — 1 MΩ ± 5% — 0,5 W
24. R_{119} — 3,3 kΩ ± 5% — 0,5 W
25. R_{121} — 2,7 kΩ ± 10% — 0,5 W
26. R_{125}, R_{204} — 15 kΩ ± 10% — 0,5 W
27. R_{203}, R_{214}, R_{401} — 220 kΩ ± 10% — 0,5 W
28. R_{205}, R_{215} — 820 Ω ± 10% — 0,5 W
29. R_{207} — 150 Ω
30. R_{211}, R_{212} — 6,8 kΩ ± 5% — 0,5 W
31. R_{213} — 22 MΩ ± 10% — 0,5 W
32. R_{216} — 680 kΩ ± 10% — 0,5 W
33. R_{219} — 1 kΩ ± 10% — 1 W
34. R_{302} — 1,5 MΩ ± 10% — 0,5 W
35. R_{303} — 270 kΩ ± 10% — 0,5 W
36. R_{304}, R_{307}, R_{313} — 68 kΩ ± 10% — 0,5 W
37. R_{305} — 33 kΩ ± 10% — 0,5 W
38. R_{308} — 5,6 kΩ ± 10% — 0,5 W
39. R_{309}, R_{330}, R_{409} — 56 kΩ ± 10% — 0,5 W
40. R_{310} — 150 kΩ ± 10% — 0,5 W
41. R_{312} — 4,7 MΩ ± 10% — 0,5 W
42. R_{314} — 56 kΩ ± 10% — 1 W
43. R_{317}, R_{322}, R_{323} — 1,8 kΩ ± 10% — 0,5 W
44. R_{319} — 470 Ω ± 10% — 1 W
45. R_{324} — 820 kΩ ± 10% — 0,5 W
46. R_{325} — 390 kΩ ± 10% — 2 W
47. R_{326} — 220 kΩ ± 10% — 1 W
48. R_{327} — 180 Ω ± 10% — 2 W
49. R_{331} — 270 kΩ ± 10% — 1 W
50. R_{403} — 330 Ω ± 10% — 0,5 W
51. R_{404} — 470 kΩ ± 10% — 2 W
52. R_{405} — 10 MΩ ± 10% — 1 W
53. R_{407} — 180 kΩ ± 10% — 0,5 W
54. R_{408} — 33 kΩ ± 5% — 1 W
55. R_{410} — 1 250 Ω ± 3% — 0,25 W
56. R_{412} — 27 kΩ ± 10% — 0,5 W
57. R_{413} — 39 kΩ ± 10% — 1 W
58. R_{415} — 47 Ω ± 10% — 2 W
59. R_{417}, R_{425} — 4,7 Ω ± 10% — 2 W
60. R_{422} — 2,2 MΩ ± 10% — 0,5 W
61. R_{423} — 3,3 MΩ ± 10% — 0,5 W
62. R_{503} — 820 Ω ± 10% — 2 W
63. R_{505} — 1 kΩ ± 10% — 2 W

Rezistențe bobinate

64. R_{123} — 5 kΩ ± 5% — 4 W
65. R_{501}, R_{502} — 2 × 50 Ω — 15 W
66. R_{504} — 2 Ω ± 10% — 2 W

Rezistență ajustabilă

67. R_{208} — 2,2 kΩ

Termistor

68. R_{420} — 5 Ω

Potențiometre chimice cu întreruptor

69. P_{201} — 1 MΩ log.
70. P_{301} — 250 kΩ liniar
71. P_{302} — 1 MΩ liniar
72. P_{303}, P_{401}, P_{501} — 500 kΩ liniar
73. P_{202}, P_{304} — 100 kΩ liniar

Condensatoare ceramice

74. C_1, C_{108} — 2,7 pF ± 0,25 pF — 500 V
75. C_4, C_{11}, C_{102}, C_{110} — 1,5 pF ± 0,25 pF — 500 V
76. C_{111} — 10 pF ± 5% — 500 V
77. C_5, C_{14}, C_{15}, C_{17}, C_{18}, C_{23}, C_{101}, C_{105}, C_{106}, C_{107}, C_{109}, C_{112}, C_{115}, C_{121}, C_{122}, C_{123}, C_{124}, C_{213} — 1,5 nF ± 100% − 20% — 500 V
78. C_6, C_8 — 1 nF
79. C_9, C_{12}, C_{116} — 22 pF ± 5% — 500 V
80. C_{24}, C_{202} — 4,7 pF ± 0,25 pF — 500 V
81. C_{103}, C_{104} — 3,9 pF ± 0,25 pF — 500 V
82. C_{125}, C_{203}, C_{214} — 4,7 nF + 100% − 20% — 500 V
83. C_{201} — 47 pF ± 5% — 500 V
84. C_{218} — 100 pF ± 20% — 500 V
85. C_{220} — 68 pF ± 2%
86. C_{221} — 27 pF ± 1 pF
87. C_{222} — 12 pF ± 1 pF
88. C_{223} — 39 pF ± 1 pF
89. C_{301} — 22 nF ± 10% — 500 V
90. C_{302} — 270 pF ± 10% — 500 V
91. C_{303}, C_{304} — 150 pF ± 10% — 500 V
92. C_{305}, C_{401} — 220 pF ± 10% — 500 V
93. C_{402}, C_{411} — 100 pF ± 10% — 500 V
94. C_{404} — 47 pF ± 10% — 3 000 V

Condensatoare cu hîrtie

95. C_3, C_{19} — 1,5 nF
96. C_{20} — 50 nF ± 20% — 500 V
97. C_{21} — 10 nF ± 10% 1 000/3 000 V
98. C_{120} — 3 μF ± 10% — 250 V
99. C_{216} — 2,2 nF ± 20% — 500 V
100. C_{315}, C_{415}, C_{502}, C_{507} — 0,1 μF ± 10% —0 63 V
101. C_{316} — 22 nF ± 10% — 630 V
102. C_{317}, C_{417}, C_{501} — 0,22 μF ± 10% — 1 000/3 000
103. C_{416} — 50 nF ± 10% — 1 000/3 000 V

Condensatoare ajustabile

104. C_2, C_{13} — 1/5 pF
105. C_7, C_{10} — 0,5/3 pF

Condensatoare Mylar

106. C_{114}, C_{407} — 0,1 μF ± 10% — 125 V
107. C_{307} — 47 nF ± 20% — 400 V
108. C_{310}, C_{312} — 0,1 μF ± 10% — 400 V
109. C_{313} — 22 nF ± 10% — 1 000 V

Condensatoare styroflex

110. C_{118} C_{309}, C_{405} — 2 nF ± 10% — 500 V
111. C_{207} — 1 nF ± 10% — 400 V
112. C_{208} — 22 nF ± 10% — 125 V
113. C_{210}, C_{212}, C_{314} — 10 nF ± 10% — 500 V
114. C_{219} — 6,8 nF ± 10% — 125 V
115. C_{306}, C_{413} — 4,7 nF ± 20% — 500 V
116. C_{308}, C_{409} — 1 nF ± 10% — 500 V
117. C_{403} — 1,5 nF ± 10% — 500 V
118. C_{406}, C_{408} — 6,8 nF ± 10% — 500 V
119. C_{410} — 400 pF ± 10% — 500 V
120. C_{412} — 750 pF ± 10% — 500 V

Condensatoare electrolitice

121. C_{113}, C_{311} — 500 μF — 25/30 V
122. C_{209} — 25 μF — 25 V
123. C_{211} — 50 μF — 25 V
124. C_{414} — 25 μF — 50/60 V
125. C_{503}, C_{504}, C_{506} — 100 μF — 350/380 V
126. C_{505} — 2 × 32 μF — 450/500 V

Condensator spiralat

127. C_{22} — 2 spire răsucite
128 Tr_{101}, Tr_{102}, Tr_{103}, Tr_{201} — transformatoare FI

129. Tr_{202} — transformator detector sunet
130. Tr_{203} — „ difuzor
131. Tr_{301} — „ oscilator cadre
132. Tr_{302} — „ ieşire cadre
133. Tr_{401} — „ ieşire linii (FIT)
134. Tr_{501} — „ reţea
135. DEF — bloc deflecţie
136. L_1 — bobină serie
137. L_3, L_4 — bobină şoc filament
138. L_{101} — bobină rejecţie
139. L_{107} — bobină circuit rejecţie sunet
140. L_{102}, L_{103}, L_{104}, L_{105} — bobină corecţie video
141. L_{401} — bobină stabilitate
142. L_{402} — bobină pentru dimensiunea pe orizontală
143. L_{501} — bobină şoc filtraj
144. T_1 — tub electronic 6BQ7A
145. T_2 — „ „ ECF80
146. T_{101}, T_{201} — „ „ EF80
147. T_{102} — „ „ EF184
148. T_{104} — „ „ PL83
149. T_{202} — „ „ 6AL5
150. T_{203}, T_{302} — „ „ PCL82
151. T_{301} — „ „ PCF82
152. T_{303} — „ „ ECC82
153. T_{404} — „ „ PL36
154. T_{405} — „ „ PY88
155. T_{406} — „ „ EY86
156. T_{501}, T_{502} — „ „ PY82
157. D_{103} — diodă cu germaniu EFD106
158. D_{204} — „ „ „ EFD108
159. D_{401}, D_{402} — diodă cu seleniu WJ1
160. T_{100} — tub cinescop AW43-80
161. D — difuzor permanent dinamic, Ø 170 mm, 3,5Ω — 1,5 W.

Ing. BAROCH IANCULOVICI

Instalaţie de impulsuri pentru ridicarea caracteristicilor tuburilor electronice de putere

În legătură cu recondiţionarea tuburilor electronice de radioemisie [1], a fost necesară construirea unei instalaţii pentru determinarea caracteristicilor electrice ale tuburilor cu puteri disipate mai mari ca 500 W.

Ţinînd seama de varietatea tipurilor de tuburi recondiţionate, instalaţiei i se impun limite largi de reglaj şi anume : curentul de emisie 1...150 A, tensiunea anodică 0,5...10 kV, curentul de grilă 0...10 A.

Instalaţia construită lucrează în regim de impulsuri [2,3], prezentînd următoarele avantaje faţă de lucrul în regim continuu :

— Puterea medie a instalaţiei este de circa 2 kVA pentru o putere furnizată în impuls mai mare de 500 kVA.

— Se poate ridica porţiunea caracteristicii tuburilor la curenţi mari, ceea ce nu se poate face în regim continuu (se depăşeşte mult disipaţia admisibilă).

Cu această instalaţie se pot determina următoarele caracteristici electrice ale tuburilor electronice de putere :

— curentul de emisie $I_e = f(U_f)$, măsurătoare neapărat necesară în timpul formării catozilor din tungsten toriat şi carburat ;

— caracteristica statică de grilă a tubului $I_a = f(U_g)$.

Principiul de măsură

Instalaţia permite folosirea a trei scheme de măsură după necesitate.

Pentru măsurarea curentului de emisie a tubului se foloseşte schema de măsură din figura 1. Tubul de încercat lucrează ca o diodă, avînd grila legată cu anoda. Se ridică tensiunea anodică la valoarea specificată pentru fiecare tip de tub şi se măsoară curentul de emisie cu ampermetrul de impulsuri A_{1i}.

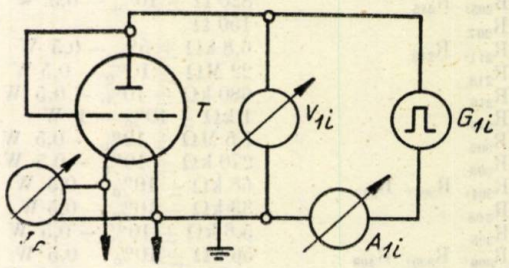


Fig. 1. T — tub electronic de încercat ; G_{1i} — generator de impulsuri reglabil 0...8 kV/150 A ; V_{1i} — voltmetru de impulsuri ; A_{1i} — ampermetru de impulsuri ; A_{1i} — voltmetru c.a. 0...40 V

Schema de măsură folosită pentru ridicarea caracteristicii statice ţine seama de faptul că

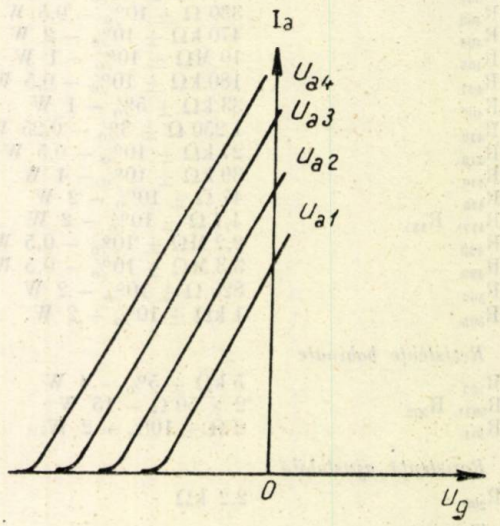


Fig. 2.

tuburile de putere, după caracteristica de grilă, pot fi de două categorii :

— caracteristică de stînga, figura 2 ;

— caracteristică de dreapta, figura 3.

În cazul tuburilor cu caracteristică de stînga se folosește schema de măsură din figura 4. Pe anoda tubului se aplică impulsuri pozi-

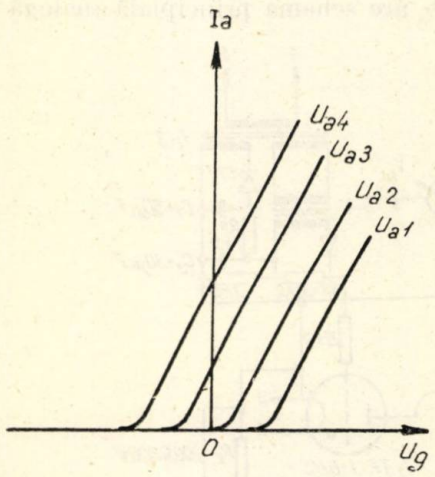


Fig. 3.

tive de amplitudine reglabilă între 0 și 10 kV de la generatorul G_{1i}. Pe grila tubului se aplică o tensiune continuă negativă U_g, reglabilă între 0 și 2 kV, produsă de redresorul G_{3c}. Caracteristica de grilă a tubului T se ridică la fel ca într-o instalație de curent continuu : se menține constantă amplitudinea impulsurilor aplicate pe anodă și se variază tensiunea de grilă. Pentru fiecare U_g se măsoară amplitu-

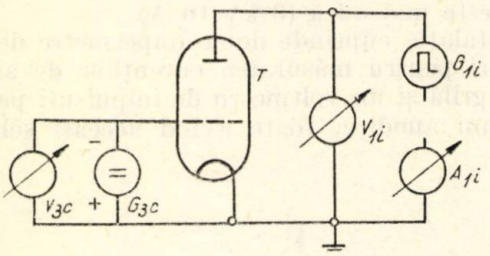


Fig. 4. T — tub electronic de încercat :
G_{1i} — generator de impulsuri reglabil 0...8 kV/150 A ;
A_{1i} — ampermetru de impulsuri 0...100 A ;
G_{3c} — redresor de curent continuu 0...2 kV/30 VA ;
V_{1i} — voltmetru de impulsuri 0...10 kV ;
V_{3c} — voltmetru de curent continuu 0...2 kV

dinea impulsului de curent anodic corespunzător I_a și se trasează curba $I_a = f(U_g)$ (fig. 2).

Pentru măsurarea tuburilor cu caracteristică de dreapta se folosește schema de măsură din figura 5. Se aplică mai întîi pe grilă o tensiune continuă negativă dată de G_{2c}, suficient de mare pentru blocarea tubului de încercat T, iar apoi pe anodă se aplică de la redresorul G_{1c} o tensiune continuă pozitivă de valoarea dorită U_a. Pentru deblocarea tubului se aplică pe grilă impulsuri pozitive date de G_{2i} de amplitudine între 0 și 3 kV (fig. 6). Amplitudinea impulsurilor de curent anodic I_a este măsurată cu ampermetrul de impulsuri A_{1i}. Tensiunea rezultată $U_g = U_{g2i} - U_{g3c}$ aplicată pe grilă (fig. 6) este măsurată cu voltmetrul de impulsuri V_{2i} (fig. 5). Pentru ridicarea porțiunii caracteristicii de grilă avînd $U_g \geqslant 0$ se va folosi schema de măsură din figura 4.

Descrierea unităților componente

Alimentarea anodei tubului de încercat T în toate schemele de măsură indicate mai sus (fig. 1, 4 și 5) se face de la același generator. În acest scop generatorul are posibilitatea să furnizeze după necesitate curent continuu G_{1c} sau curent în impulsuri G_{1i}, funcție de poziția heblului H_1 (fig. 7). În cazul cînd pe anoda tubului de încercat trebuie aplicată o tensiune continuă, heblul este în poziția I. În acest caz avem un redresor monofazic pentru o singură alternanță realizat cu tubul T_1. Reglajul tensiunii se face cu ajutorul autotransformatorului T_{r1}, iar măsurarea tensiunii debitate se face cu ajutorul voltmetrului de curent conti-

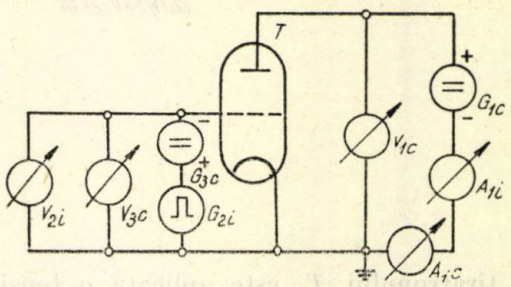


Fig. 5. G_{1c} — redresor de curent continuu reglabil 0...10 kV/2kVA
G_{2i} — generator de impulsuri reglabil 0...3 kV/10 A ;
G_{3i} — redresor de curent continuu reglabil 0...2 kV/30VA
A_{1i} — ampermetru de impulsuri 0...100 A
A_{1a} — ampermetru de curent continuu pentru controlul blocării tubului T 0...60 mA ; V_{1c} — voltmetru de curent continuu 0...10 kV ;
V_{3c} — voltmetru de curent continuu 0...2 kV ;
V_{2i} — voltmetru de impulsuri 0...3 kV

nuu V_{1c}. Anoda tubului de încercat se conectează la borna E. Redresorul poate debita o putere de 2 kVA la o tensiune reglabilă între zero și 10 kV.

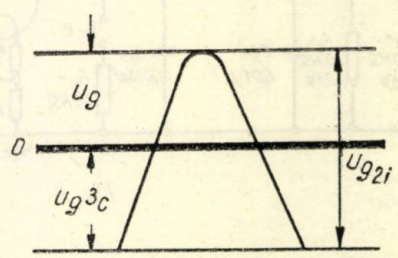


Fig. 6

Prin trecerea heblului H_1 în poziția II (fig. 7), generatorul debitează impulsuri de tensiune avînd frecvența de repetiție 50 Hz, iar durata variabilă cu sarcina, însă mai mică de 10 μs.

În această situație funcționarea aparatului este următoarea: tubul T_1, redresînd o singură alternanță, încarcă condensatorul C_1 care, în jumătatea de perioadă cînd tubul T_1 nu conduce, se descarcă prin tiratronul T_2 și prin rezistența R_2. Acest lucru este asigurat prin faptul că pe grila tiratronului T_2 este aplicată o tensiune de negativare care blochează tiratronul pentru o tensiune anodică mai mică de 10 kV. Impulsurile pozitive aplicate de transformatorul ascuțitor T_{r4} deschid tiratronul în semiperioade în care tubul T_1 nu conduce. Durata și forma impulsului obținut la ieșire sînt determinate de valoarea elementelor din circuitul C_1L și R_2 care au fost alese astfel, încît durata maximă să fie sub 10 μs. Consumul anodic al tubului de încercat echivalează cu o rezistență R în paralel cu R_2. Variația consumului anodic al tubului de încercat schimbă corespunzător durata impulsului care se micșorează pînă la cîteva μs. În aceste condiții sursa poate furniza pînă la 8 kV/150 A în impuls.

Generatorul de impulsuri de alimentare a grilei G_{2i} are schema principială analogă cu cea descrisă mai sus, însă puterea debitată în impuls este mai mică (3 kV/10 A).

Instalația cuprinde două ampermetre de impulsuri pentru măsurarea curenților de anodă și de grilă și un voltmetru de impulsuri pentru tensiuni anodice, toate avînd aceeași schemă principială (fig. 8). Impulsurile, indiferent de polaritate, sînt redresate de dubla diodă 6H2P (T_1). Ținînd seama că raportul pauză pe semnal este mare (⩾2 000), s-a ales o constantă de timp de descărcare mult mai mare ca cea de încărcare. Tensiunea continuă de pe catoda

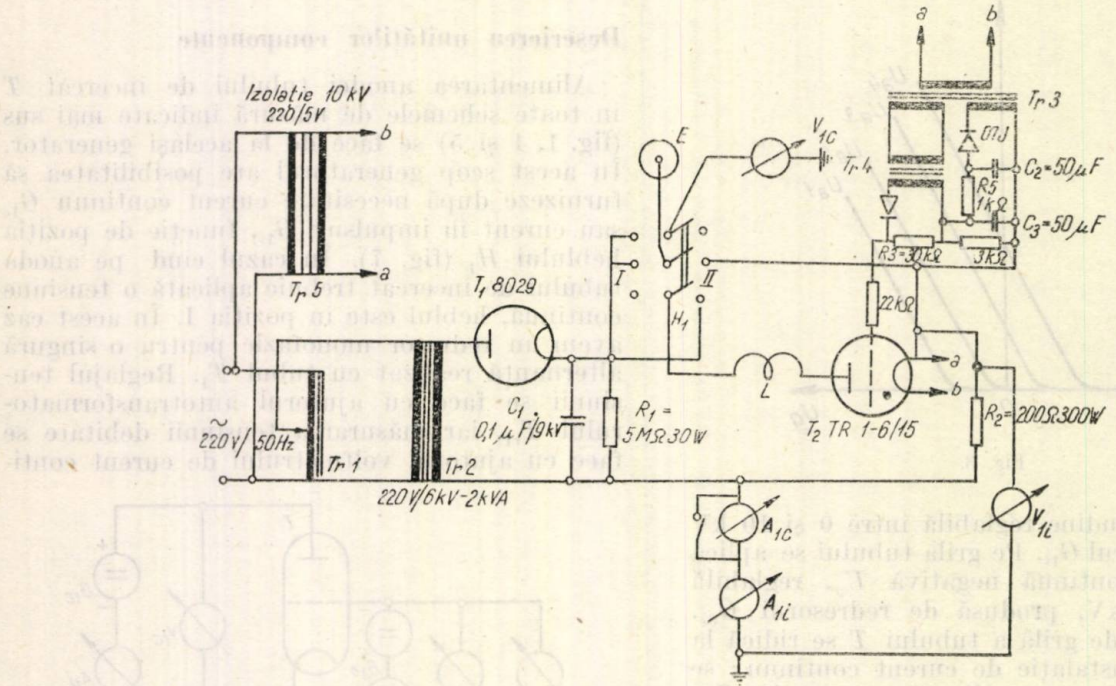


Fig. 7

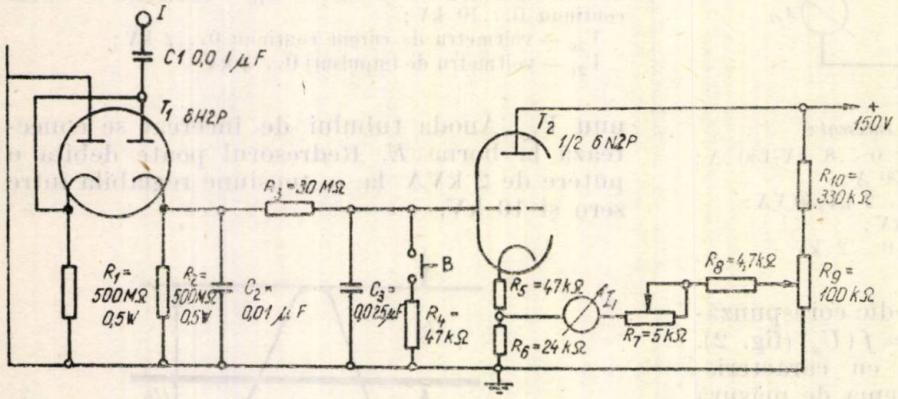


Fig. 8

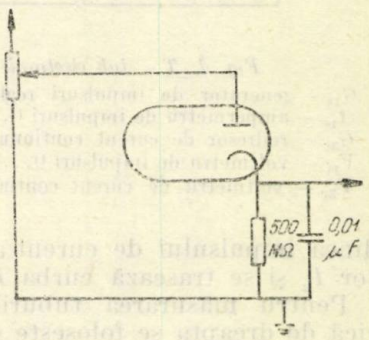


Fig. 9

tubului T_1 este măsurată de voltmetrul de curent continuu format din tubul 6N2P (T_2), din rezistențele $R_5 \ldots R_{10}$ și din instrumentul I_1 pe care se citește amplitudinea impulsului aplicat.

Schema voltmetrului de impulsuri pentru măsurarea tensiunii de grilă este o variantă a celei de mai sus, în care s-a suprimat dioda din stînga și condensatorul C_1 (fig. 9). Această modificare a fost necesară pentru a măsura tensiunea de vîrf pozitivă față de masă în prezența unei polarizări negative a grilei tubului de verificat (fig. 5, 6). Circuitul din catodă din dreapta tubului T_1 și a voltmetrului de curent continuu au rămas identice ca în figura 8.

În concluzie instalația construită, avînd o putere medie de 2 kVA, poate furniza în impuls o putere pînă la 1 MVA, suficientă pentru a măsura parametrii electrici ai tuturor tuburilor electronice folosite actualmente în emițătoarele de radiodifuziune și în alte instalații industriale.

BIBLIOGRAFIE

[1] IANCULOVICI, B. *Recondiționarea lămpilor de emisie.* Rev. Telecomunicații nr. 2,1957.

[2] BASTON, E. C. and CHAFEE, EL. *Pulse-type tester for high-power tubes.* Electronics, Febr. 1947, pag. 97—99.

[3] WAGNER H. M. *Tube characteristic tracer using pulse technique.* Electronics, 24, nr. 4, 1951, pag. 110—114.

Ing. ANDREI MIRCEA

Notă asupra alegerii parametrului de cîmp intern al unui tranzistor drift

(apărută prima dată în L'Onde Électrique, vol. XLIII (1963), iunie)

1. INTRODUCERE

Următoarea formulă definește parametrul de cîmp intern m:

$$m = \ln \frac{N(X_E)}{N(X'_C)} \qquad (1)$$

unde:

$N(X_E)$ este concentrația de impurități în baza tranzistorului, la limita bază—emitor;

$N(X'_C)$, la fel, la limita bază—colector.

În calculul unui nou tip de tranzistor drift, alegerea valorii lui m trebuie să satisfacă la mai multe condiții, dintre care două cel puțin sînt contradictorii, și anume:

a) Frecvența limită a „tranzistorului intern", determinată de viteza de transport a purtătorilor minoritari, crește în același timp cu intensitatea cîmpului electric intern, adică o dată cu m.

b) Dat fiind că valoarea concentrației impurităților la frontiera bază—colector, $N(X'_C)$, este limitată inferior de concentrația lor inițială (înainte de difuzie), rezultă din definiția (1) că $N(X_E)$ crește o dată cu m. Ținînd seama de faptul că capacitatea de tranziție a joncțiunii emitor—bază crește proporțional cu $\sqrt{N(X_E)}$, se observă că frecvența-limită a tranzistorului, puternic influențată de valoarea acestei capacități, poate descrește o dată cu creșterea lui m.

Precizînd considerațiile de mai sus, ne propunem să deducem o formulă pentru valoarea optimă a parametrului m în condiții specifice după cum urmează.

2. CONDIȚIILE PROBLEMEI

a) Se presupune că tranzistorul funcționează la nivel de injecție suficient de mic. Nivelul de injecție este precizat de valoarea parametrului δ, definit astfel:

$$\delta = \frac{I_E \cdot w}{q \cdot N(X_E) \cdot A_E \cdot D_b} \qquad (2)$$

unde: I_E este curentul emitorului;

$W = X'_C - X_E$ — lărgimea efectivă a bazei;

A_E — suprafața emitorului;

D_b — constanta medie de difuzie a purtătorilor minoritari în bază;

q — sarcina electrică elementară.

Nivelul de injecție este mic dacă $\delta = 10^{-2}$ [1].

b) Fie f_1 valoarea frecvenței limită a tranzistorului, altfel spus fie dată valoarea constantei de timp $\tau_1 = \frac{1}{2 f_1}$. Folosim formulele [2, 3]:

$$\tau_1 \approx \tau_{1i} + \tau_{1t} \qquad (3)$$

$$\tau_1 \approx \frac{w^2}{D_b} \frac{m - 1 + \exp(-m)}{m^2} \approx \frac{w^2}{D_b} \frac{m-1}{m^2} \quad (m \geqslant 3) \qquad (4)$$

$$\tau_{1t} = r_E C_{tE} \equiv \frac{k T}{q I_E} C_{tE} \qquad (5)$$

$$C_{tE} = A_E \sqrt{\frac{\varepsilon q N(X_E)}{2 \Phi_0}} \qquad (6)$$

unde: ε este permitivitatea dielectrică a semiconductorului și

Φ_0 — înălțimea efectivă a barierei de potențial în joncțiunea emitor—bază.

c) Vom presupune [4]:

$$N(X'_C) = 2 N_B \qquad (7)$$

unde N_B este concentrația inițială a impurităților în bază.

3. VALOAREA OPTIMĂ A LUI m

Din formulele (1), (3), (4), (5), (6), (7) se poate obține următoarea relație:

$$\tau_1 \simeq 2 \tau_0 \frac{m-1}{m^2} + \tau_E \exp\left(\frac{m}{2}\right) \quad (m \geqslant 3) \qquad (8)$$

unde :

$$\tau \equiv \frac{w^2}{2 D_b} \qquad (9)$$

$$\tau_E \equiv r_E C_{tE} (2 N_B) = \frac{k T}{q I_E} \cdot A_E \sqrt{\frac{\varepsilon q 2 N_B}{2 \Phi_0}} \qquad (10)$$

Extragem din (8) valoarea lui τ_0 :

$$2 \tau_0 = \tau_1 \frac{m^2}{m-1} \left[1 - \frac{\tau_E}{\tau_1} \exp\left(\frac{m}{2}\right) \right] \quad (m \geqslant 3) \qquad (11)$$

Vom considera ca valoare optimă, m_{opt}, a parametrului m, pe aceea care permite obținerea unei constante de timp τ_1 dinainte impusă, cu o densitate de curent al emitorului dată și cu o valoare a lărgimii bazei (w) cît mai mare posibilă. Invers, la o lărgime de bază dată valoarea m_{opt} corespunde minimului lui τ_1.

Problema se rezolvă ușor calculînd maximul expresiei (11) în care τ_1, τ_E, sînt mărimi fixate. Se obține soluția următoare :

$$\frac{2 \tau_1}{\tau_E} = \frac{m_{opt}^2 + m_{opt} - 4}{m_{opt} - 2} \exp\left(\frac{m_{opt}}{2}\right) \quad (m_{opt} \geqslant 3) \qquad (12)$$

Următoarele expresii analitice dau o foarte bună aproximare a funcției exacte (12) :

$$m_{opt} \approx 2 \ln \left(0{,}250 \frac{\tau_1}{\tau_E}\right)$$

$$\left(3 \leqslant m_{opt} \leqslant 4 \text{ sau } 17{,}8 \leqslant \frac{\tau_1}{\tau_E} \leqslant 29{,}7\right) \qquad (13)$$

$$m_{opt} \approx 1{,}70 \ln \left(0{,}354 \frac{\tau_1}{\tau_E}\right)$$

$$\left(m_{opt} \geqslant 4 \text{ sau } \frac{\tau_1}{\tau_E} \geqslant 29{,}7\right) \qquad (14)$$

Presupunînd w dat, se obține printr-un calcul asemănător :

$$\frac{4 \tau_0}{\tau_E} = \frac{m_{opt}^3}{m_{opt} - 2} \exp\left(\frac{m_{opt}}{2}\right) \quad (m_{opt} \geqslant 3) \qquad (15)$$

O aproximare destul de bună a relației (15) este :

$$m_{opt} \approx 1{,}37 \ln \frac{\tau_0}{\tau_E} - 1{,}67 \quad (m_{opt} \geqslant 3) \qquad (16)$$

Eliminînd t_E între (12) și (15) se obține

$$\frac{2 \tau_1}{\tau_0} = \frac{m_{opt}^2 + m_{opt} - 4}{m_{opt}^3} \quad (m_{opt} \geqslant 3) \qquad (17)$$

și de asemenea :

$$\frac{\tau^I}{\tau_{1i}} = \frac{m_{opt}^2 + m_{opt} - 4}{m_{opt}^2 - m_{opt}} \quad (m_{opt} \geqslant 3) \qquad (18)$$

Tabloul de mai jos dă cîteva valori numerice calculate cu formula (18). Se observă că, în raport cu valoarea intrinsecă τ_{1i}, creșterea lui t_1 nu e mare atunci cînd m are valoarea optimă :

m_{opt}	3	3,5	4	5	6	7	8
$\frac{m_{opt}^2 + m_{opt} - 4}{m_{opt}^2 - m_{opt}}$	1,33	1,34	1,33	1,30	1,27	1,24	1,21

4. DISCUȚIE

Eficacitatea cîmpului electric intern al tranzistoarelor reale a fost pusă la îndoială de mai mulți cercetători.

Pornind de la un ansamblu de condiții de calcul diferite, VARNERIN [5] a demonstrat că valoarea „optimă" a lui m trebuie să fie negativă (cîmp decelerator) ; grosimea bazei w ar fi foarte mică în acest caz.

Practica proiectanților și constructorilor de tranzistoare nu a confirmat concluziile lui Varnerin, întrucît toate tranzistoarele de înaltă frecvență au valori pozitive pentru m. Menționăm în particular tranzistorul M.A.D.T. al firmei Philco ; tehnologia de fabricație a acestui tranzistor se pretează foarte bine la realizarea unor valori precalculate, pozitive sau negative, ale lui m ; în practică, tranzistoarele MADT folosesc valori pozitive, destul de mari, ale acestui parametru [2,6].

S-ar părea deci că dezvoltarea analitică de mai sus are un suport experimental destul de solid. Pe de altă parte se știe că amplificarea de înaltă frecvență a unui tranzistor nu depinde numai de f_1, ci și de produsul $r_{bb'} C_{b'c}$, un factor de merit convenabil fiind $\frac{1}{t_1 r_{bb'} C_{b'c}}$. Considerînd ca valoare optimă a lui m pe aceea care corespunde minumului produsului $t_1 r_{bb'} C_{b'c}$ se ajunge la concluzii care diferă de cele stabilite mai sus și care vor fi dezvoltate într-o lucrare viitoare.

BIBLIOGRAFIE

[1] LINDMAYER T. și WRIGLEY C., *The high – injection level operation of drift transistors*, Solid-State Electronics 2,2/3 (1961 mar.), 79–85.

[2] LINDMAYER T. și WRIGLEY C., *alpha cutoff frequency of junction transistors*, Solid-State Electronics 2,4 (1961 mai) 247–59.

[3] DAS M. B. și BOOTHROYD A. P., *Determination of physical parameters of drift transistors*, Trans, I.R.E. E.D. – 8,1 (1961 ian.), 15–30.

[4] MERCIER J. *Influence de la technologie et de la diffusion sur les caracteristiques d'un transistor du type drift*, L'Onde Electrique 39, 392 și 393 (1959, nov, dec.) 869–875 și 897–907.

[5] VARNERIN L. T., *Stored charge method of transistor base transit analysis*, Proc. I.R.E. 47,4 (1959 apr.) 523–527.

[6] MC COTTER T. D. și al., *A coaxially packaged MADT for microwave applications*. I.R.E. Trans, ED–8,1 (1961 ian) 8–12.

Fleenar, E. G.: **Preamplificator cu zgomot mic, echipat cu tranzistoare cu efect de cîmp.** Electronics, **36** (1963), nr. 15, aprilie, pag. 67—69, 4 fig., 3 ref. blbi.

Impedanța de intrare a tranzistoarelor cu efect de cîmp, care este cu două ordine de mărime mai mare decît cea a tranzistoarelor obișnuite, face ca aceste tranzistoare să poată fi utilizate cu succes pentru realizarea preamplificatoarelor de semnale mici, lucrînd cu surse de semnal cu impedanță internă mare. Se realizează circuitul echivalent și caracteristicile unui tranzistor cu efect de cîmp și se recomandă schema unui preamplificator realizat cu un astfel de tranzistor. Preamplificatorul mai conține un etaj final, realizat cu un tranzistor obișnuit, și este prevăzut cu o reacție negativă puternică. Impedanța de intrare foarte mare (100 M Ω) permite utilizarea sa cu surse speciale, de impedanță mare: traductoare piezoelectrice, detectoare de radiații etc. Preamplificatorul permite realizarea unor coeficienți de zgomot foarte mici, de ordinul a 3 dB într-un domeniu destul de larg de frecvență. Se analizează cauzele care provoacă zgomotele și se studiază dependența acestora în funcție de frecvență și de impedanța sursei.

Tronsli, S.: **Echipamentul terminal pentru sistemul de frecvențe purtătoare cu 2 700 de căi.** Ericsson Review, **40** (1963), nr. 1, pag. 2—17, 13 fig. 1, tab. 2 diagr.

Dezvoltarea industrială și economică din diverse regiuni precum și introducerea sistemului de apel interurban prin disc realizat în cursul anului 1950 a dus la o mare extindere a traficului la distanțe apreciabile, S-a pus problema măririi capacității cablurilor coaxiale ce se aflau în exploatare, acesta deoarece pozarea de noi cabluri ar fi fost mult mai costisitoare. Reducerea la jumătate a distanței dintre repetoarele sistemelor de 4 MHz, astfel încît clădirile secțiilor de repetoare deja existente să poară fi folosite și la noul sistem, s-a dovedit a fi soluția cea mai economică. Păstrîndu-se aceeași amplificare s-a putut mări frecvența maximă de transmisie de 3 ori, aceasta deoarece atenuarea cablului coaxial crește proporțional cu rădăcina patrată a frecvenței.

În consecință s-a adoptat de către CCITT un sistem de 12 MHz cu o capacitate de 2 700 căi telefonice în banda frecvențelor cuprinse între 0,312—12,388 MHz.

Millington, G. și J. B. Spencer: **Obținerea valorii puterii radiate de către o antenă pentru unde kilometrice, prin măsurători de cîmp.** The Marconi Review, **26** (1963), nr. 149, pag. 132—143, 4 diagr. 2 ref. bibl.

Puterea radiată de o antenă depinde în mare măsură de pierderile în ancore, pămînt etc. care nu se pot calcula. La frecvențe joase, rezistența de radiație a antenelor curent realizabile este mică. Se poate obține valoarea puterii radiate cu o precizie bună prin executarea de măsurători de cîmp la distanțe de pînă la 50 km în jurul stației. Astfel se obține formula puterii totale radiate în funcție de cîmpul măsurat la sol și formula intensității cîmpului în funcție de dimensiunile geometrice ale cadrului de recepție și de tensiune indusă. Se poate face măsurarea prin substituirea sau cu ajutorul unei etalonări exacte.

În articol se dau detalii asupra unui echipament de măsură complet tranzistorizat, portabil, de sensibilitate redusă pentru banda de 40—120 MHz.

În principiu, măsurătorile se efectuează pe mai multe direcții la cel mult 20 de metri de stație. Din practica măsurătorilor de cîmp se dau și alte detalii interesante.

* * * **Reprezentarea simultană a caracteristicilor de IF și FI pe ecranul unui osciloograf catodic cu un singur spot.** Funkschau, (1963), nr. 7, aprilie, pag. 179, 2 fig.

Acordarea exactă a frecvenței intermediare este mai importantă la televizoare decît la radioreceptoare. De aceea este necesar să se poată reprezenta pe ecranul unui osciograf catodic cu ajutorul unui vobulator, caracteristica de transfer de FI respectiv caracteristica totală de transfer. În multe laboratoare de radio se folosește pentru repararea părții de UIF încă un vobulator. Prin folosirea a două vobulatoare, unul pentru FI și altul pentru UIF, ambele curbe pot fi reprezentate simultan pe ecranul unui osciograf cu un singur spot. Dacă osciograful este prevăzut cu o explorare sinusoidală de 50 Hz, cu ajutorul ei se poate reda nu numai alura dintr-un sens a unei curbe, ci și alura în sens invers a unei a doua curbe. Se dă schema-bloc a unui asemenea dispozitiv, explicațiile necesare și un exemplu de reprezentare de pe ecranul osciografului.

Klein, E. P.: **Etalonarea osciografelor catodice pentru redarea ciclurilor de histerezis.** Elektronik, **12** (1963), nr. 5, mai, pag. 139—140, 2 fig.

Pentru a se putea reprezenta pe ecranul unui osciograf catodic, ciclul de histerezis al unui material feromagnetic, este necesar ca la plăcile orizontale să se aplice o tensiune proporțională cu intensitatea cîmpului magnetic H, iar la plăcile verticale, o tensiune proporțională cu inducția B. În articol se prezintă o schemă-bloc pentru obținerea tensiunii la plăcile de deviație orizontală și anume tensiune luată din circuitul primar de la bornele unei rezistențe și apoi amplificată; se dă apoi o a doua schemă-bloc pentru obținerea tensiunii la plăcile de deviație verticală și anume o tensiune luată din circuitul secundar, trecută printr-un amplificator integral și apoi unul obișnuit.

Pentru fiecare schemă-bloc de obținere a unor tensiuni proporționale cu H și cu B, se dau cîteva justificări matematice.

*** **Perfecționarea și perspectivele tehnologiei de fabricare a tranzistoarelor.** Hiradástechnika, nr. 10, (1963), pag. 8—15.

Tranzistorul, de la apariția căruia s-au împlinit 15 ani, a devenit simbolul electronicii moderne. În anul 1962, producția de tranzistoare pe glob a fost de circa 800 milioane unități.

Examinîndu-se în prezent primul tip de tranzistoare, se observă că acesta nu a fost decît un precursor al tranzistoarelor actuale; totuși efectul produs cu ajutorul a două vîrfuri (ace) așezate pe o plăcuță de germaniu, și anume amplificarea și producerea semnalelor electrice au dovedit în mod neîndoielnic existența unui fenomen întrevăzut de mai mult timp. Acest fenomen se exprimă prin faptul că transportul de electroni se poate comanda nu numai într-un mediu gazos, ci și într-un mediu solid, în așa fel ca să apară o amplificare de putere. Tranzistorul cu vîrfuri nu a dat rezultate bune în exploatare și cu toate îmbunătățirile aduse în 1955, practic s-a sistat fabricarea lor. În acest moment a apărut probleme fundamentale a tehnologiei fabricării tranzistoarelor, constînd din antagonismul între realizarea principială și tehnologia fabricării produselor, astfel ca acestea să prezinte siguranță și calități uniforme.

În tehnologia de fabricare a tranzistoarelor s-au depus eforturi, în vederea măririi frecvenței de funcționare, deoarece aceste eforturi au avut ca rezultat elaborarea tehnologiilor de fabricație ultra moderne. Prima sarcină a tehnologiei moderne de fabricare a tranzistoarelor a fost realizarea tranzistoarelor lui Shockley.

Conform aprecierii specialiștilor în domeniul dezvoltării în perspectivă a tranzistoatelor tip Shockley mărirea frecvenței limită la 50...60 GHz este posibilă din punct de vedere tehnologic. Nu se poate neglija totuși faptul că la asemenea tranzistoare grosimea bazei nu poate depăși cîteva sute de straturi de atomi și suprafețele active ale electrozilor trebuie să fie mai mici decît 5 μm. La astfel de dimensiuni trebuie să se aibă în vedere unele fenomene care se pot petrece în aceste tranzistoare, deoarece ele constituie sisteme instabile din punct de vedere termodinamic. Astfel, de exemplu, pot apărea fluctuații în distribuția defectelor în cristale, variații care apar în concentrația impurității, fenomene superficiale cinetice și de absorbție. Limitarea acțiunii acestora poate necesita

procedee costisitoare, care sînt incompatibile cu economicitatea fabricației. Limita superioară a puterii tranzistorului de tip Shockley poate fi în jurul a 1...2 kW, fără o creștere importantă a dimensiunilor.

Aprecierea soartei tranzistoarelor în viitorul mai îndepărtat este îngreuiată de o serie de factori. Aceasta nu trebuie însă să creeze nesiguranță în ce privește cercetările în domeniul corpurilor solide. Descoperirea tranzistorului a dovedit că fenomenele electronice care au loc în corpuri solide sînt utilizabile pentru amplificarea și generarea semnalelor electrice. În prezent este un fapt evident că tranzistoarele utilizează numai o anumită categorie de fenomene, din variatele proprietăți ale corpurilor solide. O serie numeroasă de fenomene așteaptă să fie descoperite și utilizate. Efectul tunel, efectul laser, descoperite de curînd sînt exemple grăitoare care dovedesc posibilități existente.

Pentru anii care urmează din punctul de vedere al cercetărilor în domeniul corpurilor solide, și mai ales în domeniul tranzistoarelor, se prevăd probleme grele. Modernizarea elementelor produse de industria de telecomunicații, perfecționarea fabricării tranzistoarelor și a altor elemente asemănătoare și mărirea siguranței de funcționare sînt probleme care ne stau în față.

Todd, C. D. : **Detectarea unor curenți mergînd pînă la 10^{-13} A cu ajutorul diodelor-tunel.** Electronics, **36** (1963), nr. 14, aprilie, pag. 33—37, 5 fig.

Măsurarea curenților foarte mici cu ajutorul metodelor electrometrice, prezintă o serie de dezavantaje : sensibilitate limitată la curenți de ordinul nA, cost ridicat al aparaturii, durată mare de revenire după aplicarea unor suprasarcini etc. Pentru măsurarea calitativă a unor curenți de ordinul fracțiunilor de pA, se propune o aparatură relativ simplă și robustă. Elementul principal este reprezentat de o diodă tunel funcționînd în regim de basculare bistabilă.

Basculareа este provocată de conectarea cu ajutorul unui comutator, a unui condensator încărcat de către curentul de măsurat și are loc numai dacă valoarea tensiunii la bornele condensatorului depășește un prag cunoscut, iar polaritatea este corectă.

Cunoscîndu-se durata de încărcare a condensatorului, se determină curentul de încărcare, care poate fi de 10^{-13} A. Se dă schema de principiu a unui astfel de dispozitiv cu aducerea la zero automată, comutarea fiind realizată de la un generator de relaxare.

Rezultatele apar sub formă binară : o tensiune, poziția unui releu sau aprinderea unei lămpi. Aparatura poate fi adaptată pentru măsurarea comodă și cu tensiuni scăzute a unor rezistențe de fugă de ordinul 10^{12} Ω. Aparatul este folosit în special în domeniul măsurării curenților reziduali ai dispozitivelor semiconductoare cu siliciu, precum și în domeniul electronicii nucleare.

Howart, G. D. **Aparat pentru măsurat și înregistrat nivelul la magnetofoane**, Practical Wireless, 39 (1963), nr. 682, decembrie, pag. 728—729.

Inițial, autorul a construit — pe baza unui proiect publicat — un aparat de măsurat și înregistrat nivelul la un magnetofon. Dar dispozitivul descris avea un inconvenient serios și anume cînd era conectat la magnetofon în același punct cu ochiul magic, aparatul indica o deviere aproape totală, chiar în absența semnalului de intrare. Prezența unui semnal de intrare avea un efect numai adițional asupra nivelmetrului. Totuși cauza defecțiunii care în primul moment părea de neînlăturat a fost identificată.

Toate magnetofoanele sînt prevăzute cu un oscilator de polarizare, a cărui putere la ieșire conține și semnalul de înregistrare, înainte de a alimenta capul înregistrator. Devierea totală a nivelmetrului înregistrator era cauzată de oscilațiile polarizate care treceau printr-o rezistență R, în circuitul de măsurare. Aparatul nu poate deosebi semnalul de intrare inițial și cel polarizat și de aceea, cel polarizat se numește un „semnal".

Există mai multe căi de revolvare a acestei probleme. Una din metode ar consta în suprimarea alimentării polarizate, în timp ce se reglează modulația amplificatorului de înregistrare. Procedeul e dezavantajos deoarece în general magnetofoanele nu sînt prevăzute cu astfel de întrerupătoare pentru oscilatorul de polarizare. O altă metodă, dar tot dificilă ar fi introducerea la intrarea în nivelmetru a unui filtru care să împiedice polarizarea. Cel mai bun procedeu de remediere este de a conecta intrarea capului înregistrator la aparat, într-un punct al amplificatorului situat înainte de aplicarea polarizării. În articol se indică schema-bloc simplificată a unui amplificator de nivelmetru înregistrator. Apare totuși o problemă de rezolvat și anume aceea că nivelmetrul înregistrator descris nu este atît de sensibil pentru a fi conectat în acest prim punct al amplificatorului — necesitînd un semnal de intrare de cel puțin 12 V. S-a adoptat pînă la urmă un nivelmetru îmbunătățit la care în schema originală a autorului s-a folosit tubul ECC 83 ; o jumătate a tubului este în regim de diodă, a cărei ieșire a fost conectată printr-un al doilea circuit RC la grila celei de a doua jumătate a tubului.

Semnalul de audiofrecvență astfel detectat și atenuat, a provocat variații de curent anodic și catodic care era măsurat cu un miliampermetru. La circuitul îmbunătățit care necesită numai cîteva elemente suplimentare, se folosește o jumătate a tubului ECC 83 ca amplificator de tensiune, o diodă externă de cristal și a doua jumătate a tubului în regim de diodă. Schema care este dată în articol este foarte explicită. Se indică apoi modul de funcționare și se arată schema de montaj a circuitului. Valorile necesare ale tensiunii și curentului sînt : 6,3 V/0,3 A și cîțiva miliamperi de la sursa de înaltă tensiune.

În încheiere se arată un mod practic de realizare a calibrării nivelmetrului înregistrator.

Schwartz, A., Sioles G. W., ș.a. : **Înregistrarea stereofonică a frecvențelor de probă pentru verificarea automată a dispozitivelor de redare a sunetului.** IRE International Convection Record (1963), 4 pag. 20—25, 4 fig., 1 ref. bibl.

Precizia și comoditatea măsurării caracteristicilor stereofonice de răspuns ale dispozitivelor de redare a sunetului au înregistrat progrese însemnate o dată cu introducerea benzilor de frecvență vobulatoare sincronizate. În prezent, pot fi obținute date complete asupra caracteristicii de răspuns a celor două canale într-o bandă de frecvență de 40—20 000 Hz.

Sistemul de înregistrare a semnalelor de probă stereofonice de tipul STR-100 prezintă o vobulare cu caracteristica logaritmică precedată de un ton de referință de 1 000 Hz ce poate fi utilizat și pentru pornirea automată a dispozitivului de înregistrare.

Calibrarea absolută și relativă a sistemului de înregistrare, a cărei pregătire necesită de obicei cel mai mult timp față de celelalte operații, se face prin trei metode ; observarea amplitudinii semnalelor la microscop, analiza caracteristicilor luminoase ale acestora sau utilizarea unei mese învîrtitoare cu viteză variabilă.

*** * * Un nou filtru de audiofrecvență pentru alimentarea a două difuzoare specializate.** Practical Wireless, **59**, (1963) nr. 680, pag. 512.

Montajele care permit obținerea așa-numitei pseudostereofonii, la care se realizează o separare arbitrară a semnalului în două canale de frecvențe diferite sînt cunoscute. Aceste montaje, în general, afectează și montajul amplificatorului de audiofrecvență respectiv și sînt destul de complicate.

Euphon este denumirea unui nou montaj simplu și ușor de realizat, pentru obținerea unor efecte pseudostereofonice. Acest montaj se racordează la amplificator în locul difuzorului normal (3Ω). Separarea căilor de audiofrecvență mai înaltă și mai joasă (respectiv tonuri înalte și joase) se obține cu ajutorul unor filtre formate din bobine de șoc și din condensatoare electrolitice. Dată fiind tensiunea de funcționare redusă este posibilă utilizarea condensatoarelor electrolitice, mai ales că acestea sînt conectate bipolar (adică legate în opoziție din punct de vedere al polarității lor). Potențiometrul de 25 Ω servește pentru balans între cele două difuzoare, permițînd accentuarea audiofrecvențelor mai înalte, a celor joase sau a unui echilibru între acestea.

Cele două difuzoare se vor aranja special la o distanță de cîțiva metri reglîndu-se regulatorul de balans pentru o audiție optimă.

. * . **Filtru de bandă miniatură cu două circuite şi cuplaj variabil pentru montajele imprimate.** Funkschau, 35 (1963) nr. 15, august, p. 417—418.

Pentru ca să se menţină cît mai mic posibil volumul radioreceptoarelor tranzistorizate, toate piesele chiar şi circuitele individuale şi filtrele de bandă sînt realizate de dimensiuni mult mai reduse. Cuplajul dintre circuitul primar şi cel secundar al unor astfel de filtre de bandă se făcea pînă acum, de cele mai multe ori, prin intermediul unor spire speciale de cuplaj, sau al unor condensatoare de cuplaj. În ultimul timp s-au realizat însă filtre mici echipate cu miezuri din ferite, în manta, axial simetrice. Ele permit, o variaţie în trepte mici, a factorului de cuplaj, ceea ce se obţine simplu prin rotirea acestor miezuri.

O altă formă de construcţie pentru un filtru de bandă de tip miniatură, cu două circuite şi axe paralele, pentru superheterodine echipate cu tranzistoare, a fost elaborată de firma Neosid. Are înălţimea de 15,3 mm iar suprafaţa de bază de numai 12 mm × 24,5 mm. Filtrele conţin două miezuri de reglaj cu cap izolat prin şpriţuire, precum şi miezuri în manta, secţionate.

În articol se indică montajul unui astfel de filtru de tip miniatură precum şi asamblarea filtrului cu elementele sale componente.

Se dau trei nomograme de unde se pot lua datele pentru bobinarea filtrelor, cu elementele de miez date, în funcţie de inductanţă. În acest caz, datele de bobinare sînt valabile pentru o repartizare uniformă a spirelor pe întregul spaţiu de bobinare şi o astfel de poziţie a miezului de reglaj din ferită, încît inductanţa să poată fi variată cu ± 15%. Cu filtrele ecranate (inductanţa reglată la valoarea Lo) şi pentru frecvenţe intermediare în jur de 470 kHz, se pot obţine circuite cu un factor de calitate cuprins între 110 şi 150, în funcţie de capacitatea în paralel şi liţa de înaltă frecvenţă folosite.

Placa de montaj permite o fixare sigură a miezurilor în manta, păstrîndu-se mereu aceiaşi poziţie cu ajutorul găurilor situate în formă de semicerc, în care pătrunde un ştift de pe marginea superioară a mantalei.

Factorul de cuplaj atinge valoarea sa maximă, atunci cînd cele două părţi concave ale miezurilor în manta stau faţă în faţă şi este minim atunci cînd părţile convexe ale miezurilor în manta stau faţă în faţă.

Wohlgemuth, H. şi H. Rösch: **Amplificator de antenă echipat cu tranzistoare şi circuite plane pentru banda de televiziune IV/V.** Radio Mentor, 29 (1963) nr. 9, sept., pag. 753—757.

Pentru amplificatoarele unei instalaţii de antene colective se impun cerinţe foarte ridicate, fiind necesar să îndeplinească o serie de condiţii printre care: durată mare de serviciu, consum redus de curent, siguranţă mare în exploatare, contribuţie redusă la zgomotul instalaţiei de recepţie, distorsiuni liniare şi neliniare minime ale semnalelor recepţionate, schemă şi montaj foarte simple, etc.

Prin folosirea tranzistoarelor se îndeplinesc primele două condiţii însă pentru a treia se impune o dimensionare foarte precisă a montajului.

În cazul unei proiectări optime se ajunge la un nivel de zgomot cît mai mic şi la distorsiuni de asemenea reduse.

O mare importanţă o au caracteristicile tranzistoarelor folosite în construcţia acestor tipuri de amplificatoare.

Întrucît amplificatorul trebuie să fie în primul rînd o unitate a unei serii de amplificatoare echipate cu tranzistoare pentru toate benzile de frecvenţă, s-a luat în consideraţie în prima instanţă montajul sub acoperiş, datorită faptului că există o posibilitate mult mai simplă de conectare, în paralel a ieşirii tuturor amplificatoarelor cu două etaje. Aceasta nu exclude o exploatare corespunzătoare a amplificatoarelor instalate deasupra acoperişului, spre exemplu în cazul unor amplificatoare tubulare, montate în carcase corespunzătoare. De asemenea în cazul unor puncte de recepţie cu intensitate foarte mare a cîmpului, pentru antene colective mai mici este mai avantajos un amplificator cu un singur etaj. Amplificatoarele cu un singur etaj pot contribui mult la raportul semnal/zgomot total din cauza amplificării lor reduse de putere, chiar şi în cazul unui montaj optim, însă a unor linii lungi, pînă la receptor.

După elucidarea tuturor valorilor electrice care se pot obţine cu un tranzistor Mesa tip AF 139, se pot determina caracteristicile amplificatorului corespunzător cu cerinţele tehnicii instalaţiilor de recepţie. În continuare s-au concretizat cele două cerinţe: selectivitatea şi dispozitivul de decuplare al amplificatorului care trebuie să permită conectarea la ieşire a mai multor unităţi, fără filtru suplimentar, atunci cînd intervalul dintre benzile lor de trecere este de cel puţin trei canale de televiziune.

Constructiv se tinde către un montaj plat sub formă de plăci, corespunzătoare aproximativ în dimensiunile sale, plăcilor amplificatoare utilizate în benzile de frecvenţă mai joase.

Atît alimentarea cît şi ieşirile amplificatorului trebuie să fie prevăzute cu conexiuni cu fişe care să permită o deservire simplă. Folosirea unei tensiuni de lucru de 24 V.c.c. a amplificatorului echipat cu tranzistoare permite o stabilizare optimă a punctelor de funcţionare.

Articolul prezintă în continuare montajul utilizat, realizarea sa constructivă, precum şi rezultatele măsurătorilor efectuate.

Cesky, M.: **Amplificatoare pentru instalaţii de antene colective, fabricate în R. S. Cehoslovacă.** Sdelovaci Technika, 11 (1963), nr. 8, august, pag. 282—285.

În R. S. Cehoslovacă s-au luat măsuri ca începînd încă cu anul 1963 să se treacă la montarea în serie a instalaţiilor de antene colective pentru radiodifuziune şi televiziune la locuinţele noi şi vechi. În acest fel se renunţă la un număr extrem de mare de antene de pe acoperişuri şi îndeosebi se asigură fiecărui abonat o recepţie perfectă pentru programele de radiodifuziune şi televiziune, cu cheltuieli de investiţie minime. Tot materialul de montaj şi piesele necesare pentru acest scop au fost fabricate încă din anul trecut şi ele au fost verificate prin montarea experimentală în diferite regiuni ale Cehoslovaciei.

Întrucît sistemul de amplificare era importat, s-a hotărît ca să se treacă la fabricarea lui la întreprinderea TESLA Strasnice. S-a renunţat la utilizarea tranzistoarelor pe motiv de siguranţă în funcţionare, deşi un amplificator echipat cu tranzistoare ar fi necesitat un consum mai mic de energie electrică.

S-au folosit tuburi electronice de tip E88CC care au o durată mare de funcţionare. Numai la amplificatorul de unde scurte s-a utilizat tubul ECF82 care este mai avantajos din punct de vedere electric.

La proiectarea acestui amplificator, accentul principal a fost pus pe asigurarea unei funcţionări neîntrerupte în exploatare şi pe o durată de serviciu îndelungată.

Ţinînd seama de planul de dezvoltare al reţelei de emiţătoare de televiziune şi de rezultatele montării experimentale, s-au ales amplificatoare separate pentru fiecare canal de televiziune, în loc de un singur amplificator pentru întreaga bandă, care este mai simplu ca manipulare. Această concepţie este mai avantajoasă acolo unde nivelul semnalului de intrare este mai mic şi este mai puţin probabilă perturbarea de către unele frecvenţe nedorite a programului recepţional, ceea ce corespunde situaţiei din R. S. Cehoslovacă. Amplificatorul de bandă largă este avantajos numai pentru acele localităţi în care, toate canalele recepţionate într-o bandă au aproximativ acelaşi nivel de tensiune. Această condiţie este esenţială deoarece în cazul unor nivele diferite ale semnalului în reţeaua de distribuţie, apar interferenţe. Pentru acest motiv, la darea în exploatare este necesar să se egalizeze nivelurile tuturor semnalelor recepţionate pînă la un nivel dinainte stabilit ceea ce în condiţiile existente în R. S. C. — trebuie efectuat pentru fiecare canal în parte.

Şi în viitor este puţin probabil că va fi necesară recepţia concomitentă a două semnale adiacente, într-o singură bandă (pentru o intensitate aproximativ egală a semnalului).

S-a pus însă condiţia ca antena colectivă să permită recepţia simultană a emiţătorului local de mare putere şi a unui emiţător regional, pentru că pe o parte considerabilă din

suprafaţa R.S.C. se recepţionează postul local, care asigură o intensitate suficientă a cîmpului. Ţinînd seama de posibilitatea defectării acestui emiţător este însă avantajos ca în caz de nevoie, să se recepţioneze chiar şi semnalul mai slab şi mai puţin convenabil al emiţătorului regional, care se presupune că are o siguranţă mai mare în funcţionare. Conform unor prescripţii, fiecare sistem de amplificare conţine un amplificator pentru două benzi de radiodifuziune şi anume atît pentru modulaţie de amplitudine (unde lungi, medii şi scurte), cît şi pentru emisiuni pe unde ultrascurte, cu modulaţie de frecvenţă (65...72 MHz). Din motive constructive, întregul sistem de amplificare a fost construit pe principiul blocurilor separate, în care amplificatorul pentru modulaţie de amplitudine este montat împreună cu blocul de reţea care alimentează şi celelalte blocuri amplificatoare. (pentru radiodifuziunea pe unde ultrascurte cu modulaţie de frecvenţă şi pentru două canale de televiziune).

Combinarea diferitelor blocuri amplificatoare poate fi aleasă arbitrar în funcţie de condiţiile locale de recepţie.

Circuitele de intrare şi de ieşire ale tuturor amplificatoarelor sînt realizate în aşa fel, încît se poate renunţa la conectoare şi toate amplificatoarele pot fi legate în paralel la ieşire; iar dacă este necesar, şi la intrare. Dat fiind că de cele mai multe ori se întîlnesc reţele de distribuţie cu două coloane verticale principale, eventual cu un număr par de coloane verticale, ieşirea întregului sistem de amplificare are o impedanţă de ieşire de 37,5 Ω. Acest lucru face iarăşi posibilă legarea în paralele a două coloane verticale, fără un circuit separator, prin urmare fără pierderi. Parametrii principali ai diferitelor amplificatoare au fost stabiliţi pe baza rezultatelor construcţiilor experimentale.

Pentru unificare, sistemul de amplificare trebuie să fie capabil de a alimenta reţeua de distribuţie colectivă pînă la înălţimea maximă a blocurilor -turn, adică aproximativ pentru 120 abonaţi. El trebuie totodată să poată fi utilizat şi în cazul unui număr mic de abonaţi, în ambele situaţii pentru niveluri diferite ale tensiunii semnalelor recepţionate. Acest fapt condiţionează existenţa unei posibilităţi de reglare suficientă a amplificării dată de amplificatorul pentru emisiunile de televiziune şi cele cu modulaţie de frecvenţă fără a se influenţa forma caracteristicii de atenuare şi celelalte proprietăţi ale amplificatoarelor.

Amplificatorul pentru emisiunile de radiodifuziune cu modulaţie de amplitudine nu este prevăzut cu posibilitatea de reglare a amplificării, deoarece nu se pot atenua liniar semnalele puternice, şi cele slabe. Este însă posibil ca la intrarea amplificatorului pentru emisiuni cu modulaţie de amplitudine să se conecteze cel puţin două atenuatoare pentru semnalele de radiodifuziune puternice locale, sau pentru semnalele perturbatoare. Construcţia amplificatoarelor este realizată sub formă de blocuri şi permite amplasarea unui amplificator pentru modulaţie de amplitudine, un amplificator pentru modulaţie de frecvenţă şi amplificatoare pentru două canale de televiziune, eventual şi alte combinaţii, după cum este necesar. Dimensiunile diverselor părţi sînt alese în aşa fel, încît în locul unui bloc amplificator oarecare, să se poată monta în viitor un convertor pentru schimbarea frecvenţei unui canal oarecare din benzile IV-V, în frecvenţa unui canal neocupat din benzile I, II sau III. Sistemul de amplificare a fost proiectat pentru o exploatare de lungă durată, fără deconectare şi toate piesele componente folosite au fost dimensionate ţinîndu-se seamă de acest fapt. După dorinţa celor care îl utilizează în racordul de reţea se poate intercala un ceas întreruptor sau un întreruptor de comandă. Întregul consum corespunde la circa 45 W, iar la recepţia unui singur canal de televiziune — circa 30 W.

Tripolski, V.: **Adaptor-amplificator pentru televizoare.** Radio, (1963), nr. 8 august, p. 39, 2 fig.

„Kaskad" este un tip de adaptor folosit pentru mărirea sensibilităţii televizoarelor care cuprind blocuri de radio — recvenţă unificate de tipul PTK şi PTP-1. Folosirea acestui tip de adaptor — amplificator duce la o extindere a razei de recepţie a programelor de televiziune, precum şi la o bună recepţionare a programelor în zona apropiată, acolo unde semnalul este slab. Aparatul este echipat cu tubul 6J1P avînd ca rezistenţă de sarcină un filtru de bandă (de 27,75—. 34,25 MHz). Adaptorul este de tip universal şi folosirea lui duce la mărirea sensibilităţii televizorului pe toate canalele, Prin conectarea lui la receptorul de televiziune, raportul semnal/zgomot rămîne neschimbat. Pentru a fi conectat, se utilizează un soclu intermediar şi necesită o putere foarte mică de circa 5 W. Pentru conectare la televizor prin acest soclu nu este necesară niciun fel de lipituri. Aparatul are dimensiuni foarte reduse.

Diebel, H. **Electronica debitmetrelor magnetice.** Elektronik, **12,** nr. 12, dec. 1963.

În ultimul timp se folosesc foarte mult traductoare magnetice inductive, în afara mijloacelor clasice de măsurare a debitelor, care prezintă anumite avantaje : aparatura poate fi utilizată în cazul ţevilor murdare ca şi în cazul lichidelor care conţin corpuri solide, deoarece în secţiunea de scurgere nu există nici un corp sau strangulare ; de asemenea aparatura poate fi utilizată şi pentru soluţii corozive puternice al căror transport se face în ţevi din materiale plastice ; ţeava de măsurare se poate găsi în orice poziţie ; o integrare a indicaţiei este uşor de realizat dacă indicaţia este perfect liniară începînd de la zero ; de asemenea indicaţia aparatului este independentă de starea lichidului (temperatură, concentraţie, viscozitate, presiune). Se foloseşte proprietatea ionilor liberi din lichid în cadrul măsurării, care produc o forţă electromotoare proporţională cu valoarea cîmpului şi viteza de deplasare, sub acţiunea unui cîmp magnetic. În principiu amplificatoarele utilizate se descriu dîndu-se schema amplificatorului de măsurare cu diverse sisteme de compensare a variaţiilor tensiunii reţelei. Se dau indicaţii pentru utilizarea acestui fel de aparate în industria chimică.

Spiridov, V. T. **Propagarea undelor de suprafaţă şi a undelor transversale magnetice dirijate între planurile de importanţă „metalic" şi „dielectric".** Radiotehnika i elektronika, ianuarie 1964.

Este necesar, într-o serie de tuburi electronice folosite în domeniul frecvenţelor ultraînalte cu interacţiune de durată să se combine structurile de întîrziere cu diferiţi electrozi de focalizare. Propagarea şi excitarea undelor parazitare duce la operaţia unor reacţii care provoacă în asemenea structuri de întîrzieri complexe, intrarea în oscilaţie a dispozitivului sau provoacă deformări inadmisibile ale caracteristicilor de fază şi de frecvenţă. Pentru determinarea tipurilor şi proprietăţii undelor parazitare în cazul existenţei unui dielectric, în scopul elucidării aspectului fizic al fenomenelor, precum şi pentru determinarea influenţei dielectricului şi a suprafeţei metalice netede, a fost analizat un model cu planuri de impedanţă. De asemenea, se expun rezultatele obţinute în cadrul acestor studii şi se arată că în cazurile cele mai interesante pentru practică problema se reduce la o alegere a materialului şi a grosimii dielectricului care să asigure o absorbţie eficientă, în prezenţa unui dielectric absorbant care înconjoară sistemul spirală — conductor central.

Se asigură obsorbţia eficientă a undei de suprafaţă care se propagă pe lîngă limitele interioare ale materialului dielectric.

Expoziția industrială iugoslavă (iulie—august 1964)

La București a fost inaugurată în ziua de 15 iulie a.c. prima expoziție industrială iugoslavă organizată în țara noastră.

La festivitatea de deschidere au participat Gheorghe Gaston Marin, vicepreședinte al Consiliului de Miniștri, miniștri, conducători ai unor institute centrale, academicieni și alți oameni de știință și cultură, directori de întreprinderi de stat pentru comerțul exterior, specialiști din diferite ramuri economice, ziariști.

Inaugurarea expoziției a fost făcută de către Filip Bajkovici, secretar federal pentru industrie care a subliniat prietenia tradițională a popoarelor noastre.

Deschiderea primei expoziții iugoslave la București se înscrie pe linia măsurilor luate de partidele și guvernele din cele două țări în vederea dezvoltării tradiționalelor relații prietenești și de colaborare multilaterală între cele două popoare vecine.

Poporul romîn și cel iugoslav manifestă dorința extinderii continue a relațiilor reciproce în direcția adîncirii raporturilor prietenești, a legăturilor de bună vecinătate și a colaborării reciproc avantajoase intensive.

Pe plan economic, intensificarea colaborării reciproce este favorizată de dezvoltarea multilaterală și în ritm rapid a economiilor Romîniei și Iugoslaviei, de îndeplinire cu succes a planurilor de dezvoltare elaborate de partidele și guvernele din cele două țări.

Creșterea neîntreruptă a potențialului economic al țărilor noastre și dorința manifestată de ambele părți pentru adîncirea colaborării economice reciproce au permis dezvoltarea relațiilor în acest domeniu. Schimburile comerciale romîno-iugoslave, înlesnite de încheierea Acordului comercial pe termen lung (1961—1965) au fost în 1963 cu circa 2 ori și jumătate mai mari față de 1959, iar concomitent s-a adîncit și s-a dezvoltat colaborarea tehnico-științifică între R. P. Română și R. S. F. Iugoslavia.

Încheierea Acordului privind construirea sistemului hidroenergetic și de navigație de la Porțile de Fier, a cărui importanță depășește cadrul strict al intereselor celor două țări, influențînd favorabil îmbunătățirea navigației pe Dunăre, în care sînt adînc interesate toate țările riverane, reprezintă un exemplu al relațiilor de colaborare internațională desfășurată pe principiul respectării independenței și suveranității părților și al avantajelor reciproce, ridicînd pe o treaptă nouă, superioară, raporturile de colaborare multilaterală între R. P. Română și R. S. F. Iugoslavia.

Republica Populară Romînă a participat pînă acuma în Iugoslavia la Tîrgul de mostre de la Zagreb și la alte tîrguri, iar cu ocazia deschiderii expoziției la București pentru prima dată se oferă ocazia ca și Iugoslavia, în cadrul unei expoziții industriale speciale să prezinte o parte din realizările sale.

În schimburile desfășurate pînă în prezent, Iugoslavia livrează Romîniei diverse produse ale industriei siderurgice, produse de cupru, alamă și aluminiu, acumulatoare, cabluri, feroaliaje, diverse produse chimice, izolatori electrici, țesături de lînă și bumbac, bunuri de larg consum și alte tipuri de mașini și echipamente.

Pe de altă parte, Romînia exportă în Iugoslavia derivate și produse de țiței, unele produse ale industriei siderurgice, sare industrială, ciment, sticlă, materii prime, produse chimice și farmaceutice, diverse sorturi de hîrtie, țesături de bumbac, bunuri de larg consum, precum și unele tipuri de mașini și echipament, în special cele destinate extracției și prelucrării petrolului.

Vizitele reciproce ale experților cu care prilej s-au cercetat în mod amănunțit care sînt posibilitățile reale pentru colaborarea reciprocă în producție în toate domeniile economice, au arătat că există orizonturi de mare perspectivă care în activitatea și concretizarea de viitor trebuie să ducă la o colaborare mai largă în domeniul cooperării în producție. Acest fel, calitativ nou, de colaborare trebuie să contribuie la o legare mai apropiată a celor două economii iar livrările reciproce în baza cooperării și specializării vor influența substanțial și calitativ atît asupra majorării volumului de schimb cît și asupra extinderii structurii lui.

Suprafața expoziției a fost de 1 800 m² dintre care o treime în aer liber.

Au expus 18 întreprinderi de comerț exterior care au prezentat produse din diverse ramuri industriale.

Printre exponate se puteau vedea mașini pentru prelucrarea metalelor și lemnului, mașini agricole, automobile și alte autovehicule, utilaj electric, aparate de radio, televizoare, instrumente medicale, produse textile, articole de marochinărie și diverse alte bunuri de larg consum.

Industria electrotehnică iugoslavă a fost reprezentată de 24 firme.

Industria electronică din Niș a luat naștere prin fuzionarea Uzinelor RR-Niș, și a fabricilor „Nikola Tesla", „Pupin", „Pionir" și „Avala"-Belgrad. Uzinele RR-Niș au avut în programul lor de bază producția tuburilor Röentgen și de radiorecepție. În cursul dezvoltării însă sortimentul s-a extins și s-a trecut la producția celorlalte componente pentru industria electronică, montarea radioreceptoarelor și televizoarelor, aparatelor Röentgen, semiconductoarelor, a instrumentelor electronice speciale și a altor produse ale industriei electronice. Prin fuzionarea întreprinderilor amintite mai sus s-a extins sortimentul producției în industria electronică cu produse noi; instalații de telegrafie și telefonie, instalații electronice profesionale și altele. Întreprinderea aceasta este un mare producător de radioreceptoare și televizoare participînd cu circa 80% în producția iugoslavă. Afară de aceasta în secțiile sale se construiește cel mai mare procent de elemente și piese pentru industria electronică. Semiconductoarele avînd la bază siliciu și germaniu sînt de asemenea în programul de producție al acestei întreprinderi. Producția aparatelor Röentgen se întemeiază pe sistemul tehnic propriu și pe colaborare cu firma „Siemens". Tuburile electronice și televizoarele se construiesc în baza sistemului „Philips".

La expoziția din București, Industria electronică din Niș a expus o serie de radioreceptoare, televizoare. receptoare cu tranzistoare și piese. Dintre ele cele mai cunoscute sînt:

Televizorul RR TV 865 (59 cm) cu 20 tuburi, 6 diode de germaniu și rectificator cu două diode de siliciu OA-210. Acest televizor menține în mod automat poziția orizontală și verticală a imaginii, reglează automat intesificarea și menținerea tensiunii înalte. Afară de aceasta are un dispozitiv pentru comanda la distanță, selector de canale cu posibilitatea alegerii a 10 canale după normele CCIR. La acest aparat se poate monta ulterior unitatea UHF pentru recepționarea frecvențelor ultra înalte. Aparatul se alimentează cu curent alternativ de 220 V, 50 Hz. Dimensiunile televizorului: 576 × 407 × 459 mm.

Televizorul RR TV 870 (59 cm) cu 20 tuburi, 6 diode de germaniu și rectificator cu 2 diode de siliciu OA-210. Acest televizor menține în mod automat poziția orizontală și verticală a imaginii, reglează automat intensificarea și menținerea tensiunii înalte. Afară de aceasta are dispozitiv pentru comanda la distanță, selector de canale cu posibilitatea alegerii a 10 canale după normele CCIR.

La acest aparat se poate monta ulterior unitatea UHF pentru recepționarea frecvențelor ultraînalte.

Se alimentează cu curent alternativ de 220 V, 50 Hz. Dimensiunile televizorului : 694 × 490 × 404 mm.

Televizorul RR TV-869 A (59 cm) cu 21 tuburi, 8 diode de germaniu și rectificator cu 2 diode de siliciu OA-210.

Televizorul are stabilizator automat pentru tensiuni înalte, stabilizare automată a imaginii în lățime și înălțime, reglează automat imaginea și tonul, are sincronizare automată orizontală și verticală precum și un dispozitiv pentru comanda la distanță și selector de canale cu posibilitatea alegerii a 10 canale după normele CCIR.

La acest televizor se poate monta ulterior unitatea UHF pentru recepționarea frecvențelor ultraînalte.

Se alimentează cu curent alternativ de 220 V, 50 Hz. Dimensiunile televizorului : 590 × 407 × 459 mm.

Simfonia este un radio radioreceptor pentru mai multe feluri de curent. Aparatul are 7 tuburi și la el se pot conecta mangnetofonul și picupul, are 4 lungimi de undă — lungi, medii scurte și ultrascurte. Tensiunea 110 sau 220 V, 50 — 60 Hz. Dimensiunile : 560 × 242 × 237 mm.

Koncert Stereo este un radioreceptor de lux cu 4 lungimi de undă, are 10 tuburi electronice, 2 canale pentru reproducerea stereofonică, conectare pentru picup stereofonic și standard, magnetofon și difuzor suplimentar. Tensiunea curentului de 110 sau 220 V, 50—60 Hz. Dimensiunile : 700 × 312 × 298 mm.

T-509 este un radioreceptor cu tranzistoare cu unde medii și scurte, cu 7 tranzistoare și 2 diode de germaniu. Se alimentează cu 2 baterii electrice de 4,5 V sau cu curent de 220 V, 50 Hz. Dimensiunile : 443 × 183 × 165 mm.

BAMBI este un radioreceptor cu tranzistoare de unde medii de la 184—582 m cu 6 tranzistoare și 1 diodă de germaniu, Se alimentează cu 2 baterii electrice de cîte 1,5 V. Dimensiunile' : 128 × 75 × 37 mm.

T-502 este un radioreceptor cu tranzistoare portabil cu unde medii și scurte, cu 7 tranzistoare și 2 diode de germaniu. Se alimentează cu 2 baterii electrice de cîte 4,5 V. Dimensiunile : 230 × 150 × 70 mm.

RR-221 T este un radioreceptor cu tranzistoare portabil cu unde medii și scurte, cu 7 tranzistoare și 2 diode de germaniu. Se alimentează cu 2 baterii electrice de cîte 4,5 V. Dimensiunile : 160 × 220 × 90 mm.

Din sortimentul bogat de antene pe care le produce fabrica, (Elrad Gornija Radgona), la expoziția din București se prezintă cu cîteva modele :

TV 940 este o antenă de cameră pentru zona de frecvență F III. Antena poate fi pusă pe televizor, respectiv montată pe zid. Recepționarea optimă poate fi aranjată cu ajutorul schimbării direcției pe care o permite articulația sferică.

Lungimea cablului este de 1,5 m, cu ștecker simetric. Se întrebuințează pentru recepționarea locală.

Amplificare O dB (1 x).

TV 941 este o antenă de cameră pentru zona de frecvență F III. Se compune din dipoli și reflector. Poate fi pusă pe televizor sau pe zid.

Recepționarea optimă poate fi aranjată cu ajutorul orientării pe care o permite articulația sferică.

Amplificare 2 dB (1,3 x)

TV 960 este o antenă cu un cîmp larg pentru toate canalele în zona de frecvență F III, canalele 5—12, R6—R12 sau D—H.

Este compusă din 4 elemente și este menită recepționării locale.

Amplificare 5,5 dB (1,9 ×).

Raportul posterior-anterior 6,3 : 1 (16 dB).

Unghiul orizontal de recepționare 70°, iar cel vertical 102°.

TV 960-P este o antenă care poate fi montată pe pervazul ferestrei. După calitățile electrice și mecanice corespunde în întregime antenei TV-960.

Antenei îi aparține un suport pentru fixarea pe fereastră — P15.

TV 961 este o antenă cu cîmp larg cu două etaje pentru toate canalele în zona de frecvență F III, pentru canalele 5—12, R6-R12 sau D—H. Este compusă din două antene TV—960 și un cablu de legătură transformator TV—1050. Este menită recepționării locale, și anume în acele locuri în care apar perturbații cauzate de instalațiile electrice, respectiv de motoarele cu aprindere electrică (circulația de pe stradă).

Amplificare 8 × dB (2,5 ×).

Raportul anterior-posterior 6,3 : 1 (16 dB).

Unghiul orizontal de recepționare 70°, cel vertical 52°.

TV 1004 este o antenă cu cîmp larg pentru toate canalele în zona de frecvență F III, pentru canalele 5—12, R6—R12 sau D—H.

Este compusă din 7 elemente.

Amplificare 8 dB (2,5×).

Raportul anterior-posterior 7 :1 (17 dB).

Unghiul orizontal de recepționare 54°, cel vertical 78°.

TV 1010 este o antenă cu cîmp larg cu două etaje pentru toate canalele în zona de frecvență F III, pentru canalele 5—12, R6—R12 sau D—H. Este compusă din două antene TV—1008 și din cablul de legătură transformator TV—1055.

Prin schimbarea distanței dintre antene în limita de pînă la 1,8 m, putem obține o recepționare maximă a semnalelor. Este folosită în localitățile în care cîmpul electromagnetic al TV emițător este foarte slab.

Amplificare 12—14,5 dB (4—5,3×).

Raportul anterior-posterior 10 :1—18 :1 (20—25 dB).

Unghiul orizontal de recepționare 43°, cel vertical 22°.

TV 1015 este o antenă Yagi lungă pentru un canal în zona de frecvență F III compusă din 9 elemente. Reflectorul are 3 elemente. Antena poate fi înclinată cu + 30° față de orizontală și în felul acesta poate fi acomodată la undele electromagnetice dacă vin sub un unghi determinat (teren deluros).

Este menită pentru recepționarea semnalelor de la mare depărtare cînd în locul de recepționare este foarte slab cîmpul electromagnetic.

Amplificare 13,5 dB (4,7×).

Raportul anterior-posterior 18 :1 (25 dB). Unghiul orizontal de recepționare 38°, cel vertical 70°.

Cînd se face comanda trebuie indicat canalul dorit.

TV 1016 este o antenă cu două etaje pentru un canal în zona de frecvență F III, compusă din două antene TV—1015 și cablul de legătură transformator TV—1015.

Este întrebuințată în localitățile care se găsesc deja la limita zonei normale de recepționare, prin urmare pentru emițătoarele de televiziune foarte îndepărtate și slabe. Are o mai mare amplificare în cîmpul electromagnetic omogen decît TV—1015 și este foarte puțin sensibilă la perturbațiile cauzate de circulația auto, respectiv de alte instalații electrice.

La această expoziție, uzinele de aparate electrotehnice „Iskra" au expus numai o parte din cele mai caracteristice produse ale sale. Totuși cei care au vizitat standul destinat ei în cadrul expoziției, au putut remarca ușor, în baza cîtorva exponate alese, calitatea produselor avînd o privire de ansamblu asupra realizărilor și capacității de fabricare a „Iskrei", cea mai veche întreprindere a industriei electrotehnice iugoslave.

Fabrica de instalații radio și electroacustice „Radioindustrija" din Zagreb a expus diverse tipuri de receptoare TV, cîteva sorturi de tranzistoare și piese pentru aparate de radio.

RIZ TV 220/2 Automatik este un receptor de TV cu 18 tuburi electronice, 4 diode cu germaniu, 2 cu seleniu și 2 sau 4 cu siliciu. Reglarea este automată astfel că manipularea este simplă. Are selector pentru 12 canale din zona I și III. Datorită puterii mari de recepție, poate primi imaginile transmițătoarelor îndepărtate. Receptorul utilizează tensiunea de 220 V. Sincronizarea orizontală și verticală se face automat, iar înlăturarea perturbațiilor printr-un inversor selectiv NOISE.

Au mai prezentat un interes deosebit produsele industriei farmaceutice și a sectorului de transporturi auto.

* * *

Prima expoziție industrială iugoslavă organizată la București a dat posibilitatea întreprinderilor de comerț exterior din Romînia să cunoască mai bine posibilitățile de export ale Iugoslaviei, ceea ce va crea condiții mai bune pentru majorarea și extinderea schimburilor reciproce.

Procedeu de obținere a feritelor mixte de mangan-zinc

Procedeele de obținere a acestor ferite mixte Mn-Zn se bazează pe o tehnologie metalo-ceramică, materiile prime de mare puritate dozîndu-se și omogenizîndu-se fie prin coprecipitarea sărurilor respective, fie prin amestecarea oxizilor sau carbonaților în mori de oțel cu bile de oțel. După omogenizare, materialul se supune unui tratament termic preliminar de presinterizare, după care se macină și se omogenizează. Presinterizarea urmată de măcinare se poate repeta de cîteva ori, dacă se consideră necesar. Materialul rezultat se presează în forma dorită și se supune unui tratament termic final de sinterizare, cînd se formează produsul cristalin, cu structură spinelică și cu proprietăți magnetoelectrice dorite. Pentru obținerea unei structuri cubice spinel, cu caracteristici electrice bune, este necesar ca manganul să fie în forma bivalentă.

În timpul sinterizării manganul se găsește sub forma bivalentă, deoarece temperatura depășește 1 000 °C, dar pentru a evita reoxidarea în timpul răcirii, este necesar, fie ca în cuptor să se introducă un gaz inert, fie ca răcirea pieselor de 1 000 °C la temperatura ambiantă să dureze circa 30 minute, fie ca piesele să fie acoperite cu o glazură ceramică sau de ferită de nichel.

Invenția nr. 42447 realizată de ing. Florica Constantinescu de la Institutul de cercetări transporturi și telecomunicații se referă la un procedeu de obținere a feritelor mixte de Mn-Zn cu folosirea de materii prime tehnic pure, realizînd sinterizarea fără precauții privind atmosfera în perioada de răcire, ferite necesare în special pentru domeniul frecvențelor joase.

Procedeele folosite pentru evitarea reoxidării manganului au dezavantajul că, în cazul mediului inert, sînt necesare instalații speciale și complicații în tehnologie, în cazul răcirii bruște piesele rezultate au tensiuni interne, se fisurează sau chiar se sparg, iar în cazul glazurii se creează complicații tehnologice.

Invenția de față înlătură aceste dezavantaje și realizează obținerea feritelor mixte Mn-Zn cu caracteristici superioare magnetoelectrice, fără a mai fi necesare precauții speciale privind atmosfera în perioada de răcire în procesul de sinterizare.

S-a constatat în procedeul conform invenției că dacă în procesul tehnologic de formare a feritelor mixte de Mn-Zn se respectă un ansamblu de parametri aleși convenabil, se obține un produs cu porozitate minimă care nu permite oxidarea pe suprafață decît pînă la o adîncime de maximum 0,3 mm, ceea ce nu influențează caracteristicile magnetoelectrice ale miezului produsului.

Invenția se referă la un procedeu de obținere a feritelor mixte de mangan-zinc cu permeabilități cuprinse între 20 și 2 700 și produs $\mu Q = 100\,000 \ldots 250\,000$ folosind oxizi tehnici purificați care mai pot menține ca impurități 0,5% Na, 1,5% SiO_2 și 1% SO_4; oxizii în proporție corespunzătoare destinației se macină împreună umed, se usucă, se presinterizează între 900 și 1 200 °C, se macină din nou umed și se usucă după adaos de lianți organici, amestecul se presează sub 1...2 t/cm² la formele definitive, se usucă, se sinterizează în capsule de șamotă la temperaturi între 1 200 °C și 1 300 °C în cuptor electric sau în cuptoare cu gaze naturale, se răcesc lent fără precauții privind atmosfera în perioada de răcire; în funcție de caracteristicile urmărite și de reactivitatea materiilor prime care este legată de natura oxizilor și temperatura de preparare a acestora, condițiile de presinterizare și sinterizare ca și ale răcirii se aleg experimental, astfel încît în timpul sinterizării se formează un compus compact în care efectul oxidării manganului în perioada de răcire este limitat sub 0,3 mm și se îndepărtează din întrefier prin șlefuire.

În continuare se dă modul de realizare a invenției.

Folosind oxid de fier α obținut prin calcinarea la temperaturi între 700 °C și 900 °C a hidratului feric preparat prin hidroliza sulfatului feros în prezență de carbonat de sodiu, carbonat de mangan provenit din precipitarea unei sări de mangan cu carbonat de sodiu și a oxidului de zinc tehnic, se obțin miezuri de ferite din diagrama ternară MnO_x ZnO_y F_2 O_3 100 — (x + y) cu permeabilități între 10 și 2 700 și produs μQ între 100 000 și 250 000.

Astfel, pentru compoziție molară 50,5 Fe_2 O_3, 28 MnO și 21,5 ZnO, materialul omogenizat umed în mediu apos, presinterizat la 1 000 °C 4 ore, sinterizat cu paliere de 1 oră la 1 000 °C 3 ore la 1 200 °C, 3 ore la 1 260 °C cu răcire de 12 ore în aer se obține un μ de 1 100 și un produs μQ, = 200 000.

Pentru aceeași compoziție, presinterizînd materialul 5 ore la 1 100 °C și sinterizîndu-l cu palier de 7 ore la 1 280 °C cu răcire de 12 ore în aer, se obține un μ de 1 750 și un produs $\mu Q = 100\,000$.

Modificînd condițiile de sinterizare pentru materialul de mai sus: 3 ore la 1 310 °C cu răcire de 5 ore, se realizează o permeabilitate torrică de 2 600 și un produs $\mu Q = 100\,000$.

Plecînd de la aceeași compoziție de bază, folosind toți trei oxizii proveniți din descompunerea oxalaților respectivi la temperaturi diferite, se obțin următoarele caracteristici după modul de lucru:

— toți trei oxalații descompuși la 300°C omogenizați și presinterizați 4 ore la 1 000°C, apoi sinterizați la 1 280 °C și răciți 12 ore în aer se obțin materiale cu o permeabilitate torrică de 1 500 și produs $\mu Q = 90\,000$;

— materialele provenite din oxalați descompuși la 500 °C în aceleași condiții de tratament cu o permeabilitate torrică de 1 750 și produs μQ de 100 000; modificînd tratamentul de sinterizare cu palier de 3 ore la 1 310 °C cu răcire de 5 ore se realizează materiale cu permeabilitate torrică de 2 600 și produs $\mu Q = 100\,000$;

— preparînd materiale cu aceeași compoziție și descompunînd oxalații direct la temperatura de presinterizare 1 000°C 4 ore, presinterizînd apoi materialul 4 ore la 1 000°C, se obțin ferite cu permeabilitate de 20, pentru un tratament termic final de 7 ore la 1 280 °C cu răcire de 12 ore.

Studiul metalografic a arătat că aceste materiale sînt integral oxidate datorită porozității mari. La 1 310 °C cu o răcire de 5 ore se obțin de abia permeabilități în jur de 300.

Procedeul conform invenției prezintă următoarele avantaje:

— se realizează cu materii prime de calitate tehnic pură, obținîndu-se ferite cu caracteristici magnetoelectrice optime;

— necesită o tehnologie și o instalație simplificată datorită eliminării sinterizării în mediu inert;

— tratamentul termic de sinterizare se efectuează în aer fără precauții speciale privind atmosfera în timpul sinterizării și răcirii.

Telefonia în S.U.A. în anul 1963

După statisticile stabilite de General Telephone and Electronics Corporation, în Statele Unite ale Americii se aflau la data de 31 decembrie 1963 un număr de 84 605 000 posturi telefonice. Numărul organismelor de exploatare se ridica la 2 668; personalul de serviciu era de circa 686 000 şi putea asigura funcţionarea în bune condiţiuni a unui număr de 17 423 centrale. Totalul sumei investite în aceste instalaţii se ridică la 36 355 000 000 dolari.

(Din „Journal des télécomunications", mai, 1964)

Extinderea reţelei telefonice în India

Guvernul indian a hotărît realizarea unui program în două părţi avînd ca obiectiv extinderea reţelei telefonice pe teritoriul statului indian. Prima parte a programului prevede furnizarea de echipament de comutaţie automată de tip Pentaconta de către Internaţional Telephone and Telegraph Corporation; se prevede instalarea a 6 centrale urbane grupînd 48 000 linii şi 4 centrale interurbane care leagă peste 6 700 linii intermediare. A doua parte a programului examinează construirea unei uzine care să poată produce peste 100 000 linii Pentaconta în decurs de un an.

Instalarea echipamentelor de comutaţie automată va fi efectuată de către tehnicienii Administraţiei poştelor şi telegrafelor din India şi de Indian Telephone Industries Limited, intreprindere aflată sub controlul guvernului indian.

În momentul actual, reţeaua telefonică din India cuprinde un total de 518 000 linii, din care 357 000 cu exploatare automată.

Din 48 000 linii Pentaconta, 30 000 vor fi date în funcţiune în trei centrale din Bombay şi alte 18 000 linii în două centrale din regiunea oraşului Delhi şi în regiunea Madras. Centralele interurbane vor fi instalate la Bombay, Delhi, Kanpur şi Madras.

(Din „Journal des télécommunications", mai, 1964).

O nouă centrală telefonică care funcţionează fără operator, construită în Marea Britanie

General Post Office din Marea Britanie a pus la dispoziţia publicului un nou tip de instalaţie ce constă dintr-un autocomutator fără panou de comutare, care asigură accesul direct prin selecţia automată a unui număr interior cu un altul, la fel ca şi o centrală publică.

Acelaşi funcţionar care foloseşte noul dispozitiv, poate răspunde la apeluri şi să se transfere direct la un alt număr interior.

El poate să intre de asemenea în raport cu alte numere interioare fără a deranja persoana care formează apelul.

Sînt două tipuri de instalaţii de importanţă diferită; una care comportă trei linii cu centrala şi zece linii interioare şi alta care comportă cinci linii de centrală şi 20 de linii interioare.

Autocomutatorul cu dispozitiv de alimentare de la reţea esta închis într-o carcasă metalică cu dimensiunile de: 1,75 x 0,75 x 0,38 m.

(Din „Journal des télécommunications", ianuarie, 1964).

Imagini telefonice... în R.F. Germană

Inginerii şi tehnicienii firmei „Grundig" au reuşit să transmită o imagine televizată pe un cablu telefonic particular. Se utilizează acest procedeu în general, pentru transmiterea imaginilor de televiziune industrială în circuit închis, folosind cabluri speciale foarte costisitoare.

S-a realizat o asemenea transmisie pe un cablu cu lungimea de 400 m în incinta întreprinderii Grunding.

Pentru prima dată, o demonstraţie publică a fost făcută cu ocazia tîrgului de la Hanovra.

(Din „Radio et TV", iulie – august, 1963).

Antenă de radiolocaţie de mare sensibilitate

La laboratorul de cercetări ştiinţifice de la Cambridge s-a elaborat construcţia unei antene de radiolocaţie cu mai multe plăci, care va fi de 100 de ori mai sensibilă decît antena uriaşului radio-telescop construit recent la Arecibo (Porto-Rico) şi de 10 000 de ori mai sensibilă decît antena telescopului de radiolocaţie de 84 picioare, folosit pe larg în S.U.A. pentru observaţii astronomice.

Comparînd sensibilitatea pe care o poate asigura noua antenă cu aceea a antenei radiotelescopului de la Arecibo, s-a precizat că dacă ambele antene vor fi focalizate pe un obiect aflat la o distanţă de 15 000 de mile, obiectul minim, care va putea fi descoperit cu ajutorul telescopului de la Arecibo va avea dimensiunile de circa 0,1 yard pătrat, iar cu ajutorul noii antene — 0,001 yarzi pătraţi.

(Din „Design News" 22 I 1964).

Transmiterea curentului electric fără cablu

În cursul experienţelor efectuate de cercetătorii ştiinţifici, care lucrează în laboratoarele firmei „Raighton Comp." din Berlinghton, puteri electrice de cîteva sute de waţi au fost transmise fără cablu la o distanţă de 25 picioare. Tehnica actuală permite transmiterea fără cablu a unor puteri de peste 100 kW. Dar pentru aceasta trebuie efectuate noi experienţe.

În prezent, metoda transmiterii energiei electice fără cablu nu poate concura încă metodele obişnuite de transmitere a curentului electric prin cablu.

Transmisia energiei electrice fără cablu a devenit posibilă, datorită unui număr de trei realizări în domeniul tehnicii de microunde.

Prima realizare este construcţia unui amplitron de microunde care produce unda neîntreruptă. Un asemenea amplitron are la ieşire o putere de 425 kW, cu un randament de 72%.

A doua realizare este confecţionarea antenei care face posibilă recepţionarea a circa 50% din puterea curentului transmis. Antenele de radio şi radiolocaţie obişnuite pot recepţiona numai una miliardă parte din puterea transmisă.

A treia realizare o constitue construcţia a două tipuri diferite de redresoare, care transformă cu un mare randament energia recepţionată prin microunde în curent continuu.

(Din „Arissies and Rachets" 4. XII. 1963).

Folosirea tranzistorului ca microfon ultrasensibil

De curînd în S.U.A. s-a experimentat folosirea tranzistorului ca microfon. S-a folosit iniţial un tranzistor de siliciu cu joncţiuni urmînd ca apoi să se extindă şi la alte tipuri de tranzistoare. Acest tip de microfon se bazează pe principiul clasic de funcţionare a unui microfon cu cărbune, în plus are proprietatea de a amplifica impulsurile electrice, ceea ce îi dă noului sistem o superioritate netă, faţă de cel vechi.

Microfonul se compune dintr-un tranzistor, un ac de safir şi o membrană, elementul nou fiind acul de safir care serveşte ca organ de transmisie de la semiconductor la membrană şi se sprijină în regiunea emitorului. Fenomenul se petrece astfel: atunci cînd acul este supus unor presiuni exterioare, acesta la rîndul său le transmite în primul rînd straturilor de baraj p-n emitor-bază şi apoi asupra stratului bază-colector. Aceste variaţii de presiune produc variaţii ale rezistenţei de baraj şi prin acesta şi a curentului electric ce parcurge tranzistorul. Întrucît variaţiile rezistenţei stratului de baraj p-n emitor-bază sînt egale ca valoare cu un semnal de curent alternativ furnizat în circuitul bază-emitor care apare apoi amplificat în circuitul emitor-colector, se poate colecta la emitor şi colector un semnal electric analog cu variaţiile de presiune.

Superioritatea noului tip de microfon faţă de vechiul tip de microfon cu cărbune este evidentă, atît din punct de vedere al sensibilităţii, deoarece la microfonul clasic folosit în telefonie la o presiune acustică de 1 dyn/cm² şi la o frecvenţă de 1 Hz, corespunde o tensiune alternativă efectivă de aproxi-

mativ 16 mV, pe cînd la microfonul cu tranzistor în aceleași condiții de presiune și frecvență se obține o tensiune de 63 mV, deci de patru ori mai mare.

În privința randamentului, raportul dintre tensiunea alternativă de ieșire față de tensiunea continuă de intrare este de 11 % la microfonul cu tranzistor, față de 0,1 % la microfonul cu cărbune.

Noul tip de microfon este superior și în ceea ce privește perturbațiile, care sînt foarte mici.

Dat fiind importanța acestei descoperiri, aplicațiile ei vor fi din ce în ce mai numeroase, nu numai în telefonie, în aparatele pentru surzi, în cele pentru măsurarea tensiunii arteriale, ci și în folosirea acestuia ca instrument pentru măsurarea tensiunilor mecanice, în seismografe, măsurări de accelerații, etc.

(Din „Elektrotehnik", decembrie, 1963)

Microtelevizor în culori

Industria japoneză de televizoare a construit un televizor pentru recepția în culori, lat de 33 cm, înalt de 52 cm, cu ecranul de 6 inci. Bazat pe o tehnică originală, acest aparat elimină unele din inconvenientele prezentate de televizoarele normale în culori și anume: dificultatea de construcție a televizoarelor de dimensiuni mici, costul mare, ecranul obscur, culoarea slabă și dificultăți de armonizare a culorilor, manevrabilitate dificilă.

Noul aparat este dotat cu un tub catodic Braun cu mască, cu trei culori de bază (roșu, verde, albastră). Tubul trinescop este simplu ca mecanism și mult mai ieftin decît aparatele clasice cu ecranul de 16 inci.

(Din „Poste e telecomunicazioni" 3.4, 1964.

270 200 imagini de televiziune transmise prin sateliții meteorologiei

În cadrul programului de observații meteorologice prin sateliții „Tiros", s-au obținut 270 200 imagini de formații noroase, furtuni și alte fenomene meteorologice. Cei șapte sateliți din această serie au totalizat 1 633 zile utile, ultimii doi sateliți („Tiros" VI și VII) continuă să funcționeze. Aceștia au retransmis imagini ale uraganelor „Arlene" și „Beulah" și au urmărit o serie de cicloane importante în partea occidentală a Oceanului Pacific, localizîndu-se. Se prevede lansarea unui nou Tiros, dotat cu un sistem automatic de luat vederi APT („Automatic Picture Taking").

(Din „Journal des télécommunications", nr. 12, 1963).

Un nou tub videocaptor ultrasensibil — plumbiconul

Nu de mult în străinătate a fost prezentat un nou tub videocaptor denumit plumbicon. Tubul acesta, care poate să fie utilizat atît pentru televiziune în alb-negru, cît și pentru televiziune în culori, se caracterizează printr-o deosebită finețe a imaginii și o mare sensibilitate. La o demonstrație făcută, s-au reprezentat într-o instalație de televiziune în circuit închis imagini captate cu iluminare exclusiv în infraroșii. Tubul mai este apt de a urmări cele mai rapide mișcări; acest lucru este obținut printr-o constantă de timp a tubului foarte redusă. Se poate presupune că accest tip de tub va înlocui tuburile de tip orticon și vidicon.

La tubul plumbicon, stratul fotosensibil este format din protoxid de plumb, depus prin evaporare, care are o grosime de 10...20 μm. Cristalele ce formează stratul au dimensiunea de 0,1...1 μm, deci definiția (capacitatea de rezolvare) a acestui tub este foarte bună, ținînd seama că pentru sistemul european cu 625 linii, distanțe între două linii adiacente este de 20 μm, pe ecranul tubului plumbicon care are un diametru de 20 mm.

Stratul fotoemisiv este format din trei zone și anume: cea din mijloc este protoxid de plumb pur, cea din spate este ușor dotată pentrucă e formată din bioxid de stibiu, cu conducția de tip n. În ansamblu stratul este echivalent cu o diodă de tip p-i-n în conexiune inversă. Acest lucru este confirmat prin caracteristica de întuneric a tubului, care are forma tipică pentru o diodă. Sensibilitatea în infraroșii a tubului poate să fie mărită prin dotarea stratului de protoxid de plumb cu impurități de tipul sulfului. De asemenea, a fost posibilă realizarea de tuburi plumbicon sensibile la radiații Röntgen. În acest domeniu se fac cercetări în continuare.

(Din „Télévision", nr. 139, 1963).

Diodă simetrică

În Franța a fost realizată o diodă semiconductoare cu 5 straturi.

Partea centrală a acestei diode se compune din siliciu cu joncțiune de tip n-p-n.

Joncțiunea cu materiale de tip n s-a realizat prin mijlocirea materialului de tip p.

Ca urmare se obține un dispozitiv cu caracteristici simetrice care poate fi folosit nemijlocit ca dispozitiv de control în circuitele de curent alternativ.

În prezent se asigură simetria caracteristicilor diodei în limite. ajungînd la 5 procente.

Intensitatea maximă a curentului este deocamdată de 10 A, iar tensiunea maximă — 200 V.

(Din „Elektronics Weekly", februarie, 1964).

Semiconductoarele viitorului

Dr. Yukimațu Takeda, de la firma „Nippon Electric", este de părere că siliciul va înlocui într-o măsură tot mai mare germaniul ca material pentru producția de semiconductoare. Dr. Takeda subliniază că într-un viitor foarte apropiat majoritatea diodelor și triodelor semiconductoare se va confecționa din siliciu.

Cultivarea cristalelor se va efectua cu aplicarea tehnicii espitaxiale, iar tehnica planară va deveni precumpănitoare la confecționarea semiconductoarelor. Îmbinarea acestor două metode într-un viitor nu prea îndepărtat, va permite realizarea de semiconductoare cu o putere de ieșire de cîteve sute de wați, funcționînd pe frecvențe de cîțiva GHz.

Folosirea cu succes a metodelor de pulverizare a peliculelor subțiri a stimulat elaborarea unor scheme complicate pe suporți solizi.

Semiconductoarele sînt și vor fi folosite în tehnica laserelor.

(Din „Elektronics Weekly", februarie, 1964).

Telecameră miniaturală

Firma americană „Astroelectronics" a realizat un model experimental de telecameră în greutate de 4,5 pfunzi și avînd dimensiunile asemănătoare cu acelea cu ale unei cutii de țigări.

Camera urmează să fie folosită pentru transmiterea pe Pămînt a imaginilor din cabina navei cosmice „Apolon" în timpul zborului ei spre Lună.

(Din „U.P.I." martie, 1964)

Mașini pentru sortat scrisori din S.U.A.

Firma „Cutler-Hammer a realizat o mașină electronică de înalt randament pentru sortarea scrisorilor. Mașina poate prelucra pe oră 9 000 de scrisori.

Mașina asigură sortarea precisă și rapidă a corespondenței trimise la cîteva mii de adrese, într-un interval de timp mult mai scurt decît era necesar pînă în prezent.

Mașina sortează scrisorile pe categorii: interne sau internaționale, obișnuite, sau prin avion. Mașina poate sorta scrisorile pentru anumite trenuri și avioane, în vederea accelerării corespondenței.

Înainte de a fi introduse în mașină, scrisorile sînt văzute de un operator cu o viteză de 50 de scrisori pe minut. Cu ajutorul unei claviaturi cu cinci semne în formă de cifre, operatorul clasifică într-un mod anumit corespondența ce trece pe lîngă el. Dispozitivul de memorizare pentru 3 000 de coduri transformă codul cifric într-unul din 3 cifre și trimite un semnal mecanismului de sortare care trimite mecanic fiecare scrisoare într-o casetă ce corespunde unui anumit oficiu poștal.

Firma „Filco Corporation" a realizat, de asemenea, o mașină electronică pentru citirea și sortarea scrisorilor.

Mașina citește inscripții de pe plicuri, tipărite la tipografie sau la mașina de scris și dirijează dispozitivul de sortare. Cu ajutorul acestei mașini pot fi sortate scrisori pentru 50 de state ale S.U.A. și 25 de orașe în fiecare din aceste state. Productivitatea mașinii este de 36 000 de scrisori pe oră.

(Din „Design News", 13/XI/1963, și din 4/XII/1063)

Elac PV8C. — Un nou preamplificator echipat cu tranzistoare prevăzut pentru corecția caracteristicilor de frecvență a imprimărilor pe discuri

Acest amplificator stereofonic are două etaje cu două canale și este realizat pe un circuit imprimat cu dimensiunile 13,2 × 6,5 cm, ieșirile și intrările fiind racordate la un conector. Alimentarea se face la 220/110 V, 50 Hz. Amplificarea este de minimum 35 dB pe o impedanță mai mare de 100 kΩ la frecvențe de 1 000 Hz. Distorsiunile de neliniaritate pentru o tensiune de ieșire mai mică de 2,4 V sînt mai mici de 1%, iar cele de intermodulație, sub 1,5%. Stabilitatea foarte bună la temperatură asigură pentru o tensiune de ieșire de 2 V la 1 000 Hz o variație a factorului de distorsiune de maximum 1% la temperatura de 50°C.

Diafonia între cele două canale stereofonice este mai bună de 55 dB. Drumul la ieșire, la 50 Hz, este atenuat cu 55 dB ; pentru armonici atenuarea este de 60 dB.

(Din *„Funkschau"*, ianuarie, 1964)

Cel mai mic radioreceptor de buzunar realizat în R.D.G. — receptorul tranzistorizat MIKKI

„Mikki" este un aparat care recepționează gama undelor medii cuprinsă între 510 și 1 620 kHz, fiind echipat cu tranzistorul OC882 ca etaj oscilator și de amestec, cu tranzistoare de tip OC871 în cele două etaje de frecvență intermediară, cu tranzistoare OC870 în etajul de amplificare prefinal și două tranzistoare OC821 în etajul final. Alimentarea aparatului se face din două baterii de 1,5 V putînd funcționa 30—40 ore.

Puterea de ieșire în audiofrecvență este de 50 mV cu un factor de distorsiune de 10% la o bandă de frecvențe de la 300 la 8 000 Hz.

Frecvența intermediară este de 455 kHz, sensibilitatea de 1 mV/m, iar antena este de tip cu baston din ferită. Difuzorul este permanent dinamic și are diametrul de 50 mm ; aparatul are ca accesoriu o cască cu o impendanță de 8 Ω.

Carcasa aparatului este din polistirol, cu dimensiunile de 96 × 16 × 27 mm și greutatea de 210 gr.

(Din *„Radio und Fernsehen"*, nr. 24 decembrie, 1963)

Dispozitive electronice pentru îmbunătățirea vizibilității în timpul nopții

În Anglia se studiază instrumente cu ajutorul cărora se îmbunătățește percepția vizuală la niveluri luminoase mai scăzute. Întîi se studiază posibilitățile ochiului omenesc și apoi se prezintă instrumentele optice care ajută la vederea în timpul nopții. De exemplu telescopul se folosește pentru a colecta mai mulți fotoni decît ochiul liber, datorită diametrului mare al lentilelor care se pot dirija ușor spre ochi. De asemenea se studiază performanețele unui detector fotonic perfect și apoi cele ale unui „ochi electronic" ideal, care are aceleași limitări geometrice ca ale ochiului. Sistemele electronice pentru viziune, care permit mărirea vizibilității în timpul nopții, sînt de două feluri : sisteme pentru viziune directă și sisteme pentru viziune la distanță. Ultimele sînt sisteme de televiziune cu avantajul simplității vizualizării ; ele permit, de asemenea, obținerea unei sensibilități crescute, însă în dauna defectării obiectelor în mișcare.

(Din *„TV Soc. J"*, iulie-septembrie 1963)

SOMMAIRE

CD 621.375.4

PIRINGHER, R. **Les caractéristiques d'affaiblissement et de phase aux basses fréquences d'un amplificateur à transistor du type RC**

On déduit dans le cas général les caractéristiques basse fréquence d'un étage amplificateur du type RC en montage à émetteur commun, tout en ajoutant un aperçu critique sur les données existantes dans la littérature. Les résultats théoriques sont vérifiés par l'expérience. On fournit aussi des indications de calcul, ainsi qu'un exemple.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 8 (1964), nr. 6, pages 241–248

CD 621.314.69 :612.316.722

VĂTĂŞESCU, A. **Rédresseur stabilisé à transistors, ayant de hautes performances**

Le fonctionnement des stabilisateurs de tension à transistors étant supposé connu, on établit des formules générales simples afin d'apprécier les performances. On décrit ensuite un stabilisateur orig nal, doué de hautes performances, entièrement réalisé avec des matériaux autochtones.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 8 (1964), nr. 6, pages 248–252

CD 621.397.5

DAMACHI, B. et *STANCIU, N.* **Sur l'appréciation du contenu en détails et de la netteté des contours dans l'image de télévision**

On fait l'analyse des possibilités d'appréciation du contenu et de la netteté des contours dans l'image de télévision. Une terminologie appropriée est proposée, afin de caractériser l'image autant du point de vue objectif que du point de vue subjectif.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 8 (1964), nr. 6, pages 253–259

CD 621.392.6.012

SINNREICH H. **Diagrammes de signal**

L'ouvrage est une introduction dans la méthode des diagrammes de signal (graphs).

Dans la première partie sont expliquées les notions générales, ainsi que la formule du gain. Dans la seconde partie cette méthode est apliquée à l'analyse des circuits linéaires ; la dernière partie définit la notion de reaction par les diagrammes de signal, en indiquant la méthode d'analyse des circuits à réaction à l'aide de ces diagrammes.

TELECOMNICATII, Bucarest, 8 (1964), nr. 6 pages 259–270

CD 621.396.62

MIHĂILESCU, E. **Le téléviseur VS 43–621 A Tonitza**

On présente le schéma de principe et les détails de fonctionnement du téléviseur VS 43–621 A „Tonitza". Les particularités constructives sont indiquées et une liste des matériaux et des composants y est ajoutée.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 8 (1964), nr. 6, pages 270–274

CD 621.3.014.33 :621.317.6 :621.396.615.16

IANCULOVICI, B. **Montage à impulsions pour le relèvement des caractéristiques des tubes électroniques de puissance.**

On décrit une installation, réalisée par l'auteur, pour le relèvement des caractéristiques des tubes électroniques de puissance au moyen des impulsions.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 8 (1964), nr. 6, pages 274–277

CD 621.382.3

MÎRCEA, A : **Note sur le choix du paramètre de champ interne d'un transistor drift**

TELECOMNICATII, Bucarest, 8 (1964), nr. 6, pages 277–278

CONTENTS

DC 621.375.4

PIRINGHER, R. **Low-frequency attenuation and phase characteristics of an RC-coupled, transistorised amplifier**

The low-frequency characteristics of an RC amplifier stage with common-emitter connexion are deduced in the general case and the available litterature data are critically discussed. Theoretical results are verified by experience. Computing methods and a computed example are given.

TELECOMUNICATII, Bucharest, 8 (1964), nr. 6, p 241–247

DC 621.314.69 :621.316.722

VĂTĂŞESCU, A. **A high-performance stabilised rectifier with transistors**

The functionment of the transistor voltage stabilizer being supposed known, general and simple formulae are deduced for the estimation of the performances. Further a high-performance stabilizer is described, whose components and parts are entirely inland made.

TELECOMUNICATII, Bucharest, 8 (1964), nr. 6, p 248–252

DC 621.397.5

DAMACHI, E and STANCIU, N. **On the estimation of the contents of details and the contours rendering in a television picture**

There are analysed the ways for the estimation of the contents of details and of the contours rendering quality in the television picture. A suitable terminology is proposed, which enables the objective and subjective picture characterization.

TELECOMUNICATII, Bucharest, 8 (1964), nr. 6, p. 253–259

DC 621.329.6.012

SINNREICH, H. **Signal graphs**

An introduction in the design method of „graphs" is made. In the f rst part the general concepts are explained and the ga n formula is established: in the second part an aplicat on of the method to linear analys s is performed ; in the last part the feedback is defned by means of graph concept and a method is indicated, by which feedbach circuts are analysed using graphs,

TELECOMUNICATII, Bucharest, 8 (1964), nr. 6, p. 259–270

DC 621.396.62

MIHAILESCU, E. **The television receiver VS 43 – 621 A „Tonitza"**

The structure and the functionment details of the television receiver VS 43–621 A „Tonitza" are given. Constructive peculiarities are presented, and a list of materials and components is also given.

TELECOMUNICATII, Bucharest, 8 (1964), nr. 6, p. 270–274

DC CZ 621.3.014.33 :612.317.6 :621.396.615.16

IANCULOVICI, B. **Pulse genereting plant for charcteristies drawing of power tubes**

The described plant, suitable for drawing the characteristics of power electronic tubes, is constructed by the author himself.

TELECOMUNICATII, Bucharest, 8 (1964), nr. 6, p. 274–277

DC 621.382.3

MIRCEA, A.: **About the choice of the internal-field parameter of a drift transisror**

TELECOMUNICATII, Bucharest, 8 (1964), nr. 6, p. 277–278

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.375.4

Пиринтер, Р.: **Частотная и фазовая характеристики на низких частотах Транзистонного ЯА усилителя.**

Выводятся, в общем случае, характеристики на низких частотах ступени RC с заземленным эмиттером, анализируя критически приводимые в литературе данные. Демонстрируются эксперимента. льно теоретические результаты. Приводятся данные по проектированию, а также пример расчета.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), nr. 6 стр 241–142

ДК 621.314.69: 121.316.722

Вэтэшеску, А.: **Стабилизированный выпрямитель на транзисторах с высокими показателями**

Предполагая известной работа схем стабилизаторов напряжения на транзисторах, выводятся простые общие формулы для оценки показателей. Описывается стабилизатор с высокими показателями, построенный полностью на отечественных деталях.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), nr. 6 pстр. 248–252

ДК 621.397.5

Дамаки, Е. и *Станчу, Н.:* **Об оценке количества деталей и качества воспроизведения контуров в телевизионном изображении**

Анализируется возможности оценки содержания деталей и качества воспроизведения контуроб в телевизионном изображении, Предлагается соответствующая терминология, которая дает возможность характеризовать изображения как с объективной, так и с субъективной точек зрения.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 1964), nr. 6 стр. 253–259

ДК 621.392.6.012

Синрейкх, Н.; **Диаграмма сигнала**

Работа содержить ввод в метод диаграмм сигнала В первой части даются общие понятияи формула выигрыша, а во второй части указываетсб на использование метода для анализа линейных цепей.

Б последней части опрделяется с помщью диаграмм сигнала понятия обратной связи и указывется метод анализа цепей с обратной связью с помощью этих диаграмм.

Telecomunicaşii, Бухарест 8 (1964), nr. 6 стр. 259–270

ДК 621.396.62

Михайлеску Е.: **Телевизор VS 4в–621 „Тоница',**

Описываются принципиальная схема и принципы работы телевизиора VC 43-621 „Тоница'', Приводятся конструктивные осоенности, список электрических материалов и составных деталей телевизора.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), nr. 6 стр. 270–274

ДК 621.3.014.33: 621.317.6: 621.396.615.16

Янкулович Б.: **Импульсная установка для снятия характеристик мощных электонных ламп**

Представляется импульсная установка для снятия характеристик мощных электронных ламп, построенная автором.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964), nr. 6 стр. 274–277

ДВ 621 382 3

Лирча, А, **О воборе параметра онутреннего поля для дрейфового транзистора.**

Telecomunicaţii, Бухарест, 8)1964), nr. 6 стр. 277–278

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.375.4

PIRINGHER, R. **Niederfrequente Dämpfungs — und Phasenkennlinien eines transistorisierten Verstärkers mit R–C Kopplung**

Die niederfrequenten Kennlinien einer R-C-Verstärkerstufe in EC–Schaltung werden, im allgemeinen Fall, hergeleitet und die vorhandenen Literaturangaben werden kritisch erörtert. Die theoretischen Ergebnisse werden experimentell geprüft, Projektierungsanweisungen werden gegeben und ein Rechnungsbeispiel wird beigefügt.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 8 (1964), Nr. 6, S 241–247

DK 621.314.69 : 621.316.722.

VATAŞESCU, A. **Hochwertige stabilisierte Gleichrichter mit Transistoren**

Die Funktionierung der Transistor-Spannungskonstanthalter wird als bekannt geschätzt und allgemeine, einfache Formeln für die Ermittlung ihrer Kennwerte werden abgeleitet .Weiter wird ein hochwertiger, gänzlich aus einheimischen Bestandteilen erbauter, Konstanthalter dargestellt.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 9 (1964), Nr. 6, S 248–252

DK 621.397.5

DAMACHI, E und STANCIU, N. **Über die Schätzung des Umfanges an Einzelheiten und der Qualität der Umriss-Wiedergabe im Fernsehbild.**

Es werden die Möglichkeiten der Schätzung des Umfanges an Einzelheiten und der Qualität der Umriss-Wiedergabe im Fernsehbild analysiert. Eine entsprechende Terminologie wird vorgeschlagen, die eine sowohl objektive, als auch subjektive Kennzeichnung des Bildes ermöglicht.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 8 (1964), Nr, 6, S 253–259

DK 621.802.6.012

SINNREICH, H. **Signaldiagrammen.**

Es wird eine Einführung in der Projecôtierungsmethode der Signaldiagrammen („Graphen") ausgearbeitet. Im ersten Teil werden die allgemeinen Begriffe und die Formel des Gewinns erklärt, im zweiten Teil wird die Methode auf der Analyse der Linearkreise engewendet: in dem letzten Teil wird der Begriff der Rückkopplung durch Signaldiagrammen festgelegt und die Untersuchungsweise der Rückkopplungskreise durch dieser Diagrammen wird angedeutet.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 8 (1964), Nr. 6, S 259–270

CDK 629.396.62

MIHÁILESCU, E. **Der Fernesher VS 43–621 A „Tonitza"**

Das Prinzipschaltbild und die Funktioneinzelheiten des Fernsehers VS 43–621 A „Tonitza" werden vorgestellt. Konstruktive Besonderheiten werden angedeutet und eine Liste der elektrischen Bestandteile und Materialien wird beigefügt.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 8 (1964), Nr. 6, S 270–274

DK 621.3.014.33 : 621.317.6 : 621.396.615.16

IANCULOVICI, B. **Pulseneinrichtung für die Errichtung der Kennlinien der Hochleistung-Senderöhren**

Es wird eine Pulseneinrichtung beschrieben, die die Errichtung der Kennlinien grosser Senderöhren ermöglicht und die von dem Verfasser selbst gebaut wurde.

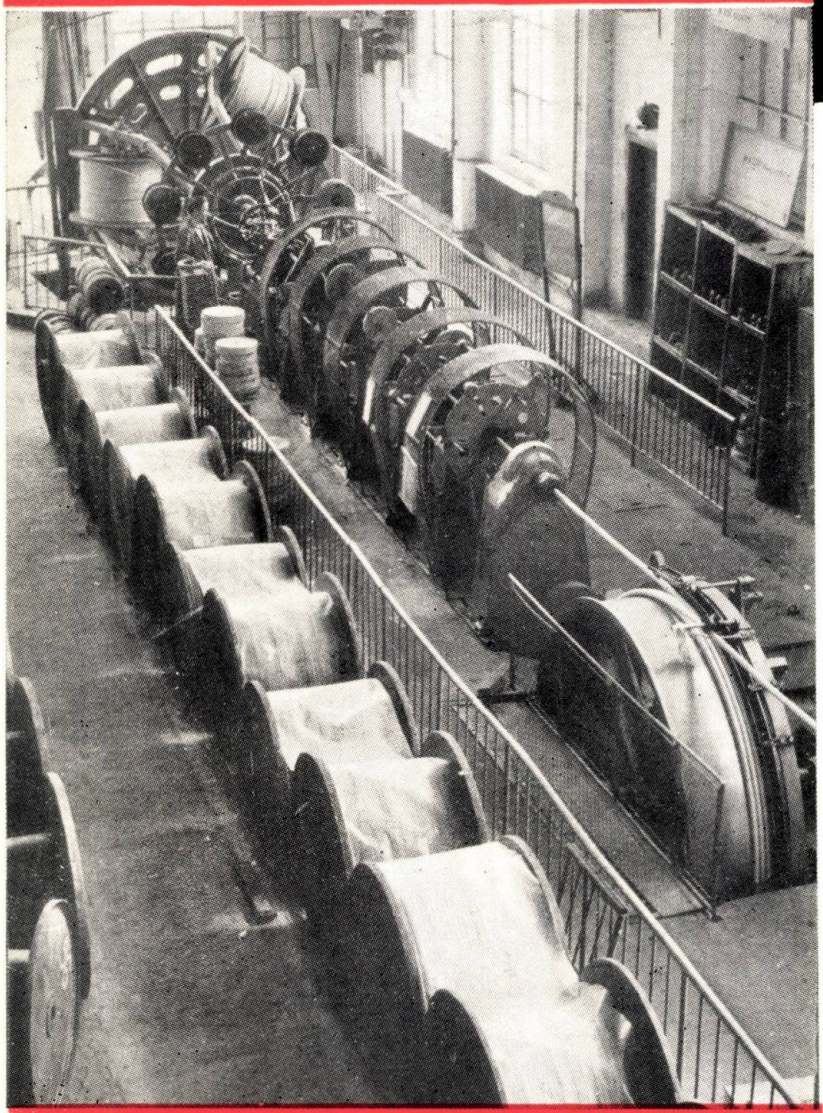
TELECOMUNICATII, Bukarest, 8 (1964), 6, S 274–277

DK 621.382.3

MIREA, A.: **Über die Feststellung des innenfeldparameters eines Drift-Transistoren.**

TELECOMUNICATII, Buckarest, 9 (1964), Nr. 6, S 277–278

KÖNYVTÁR

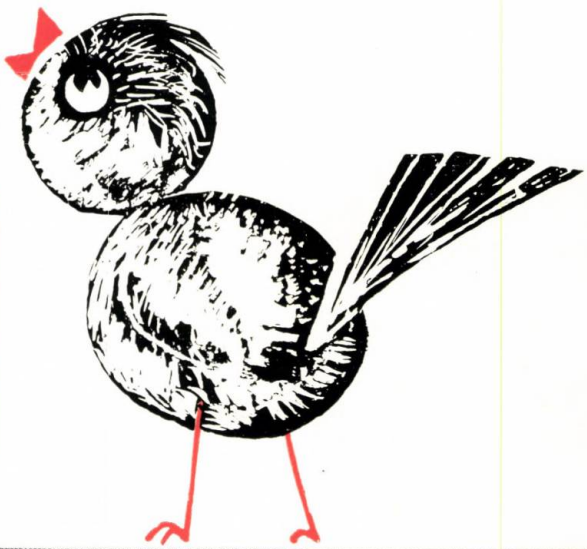


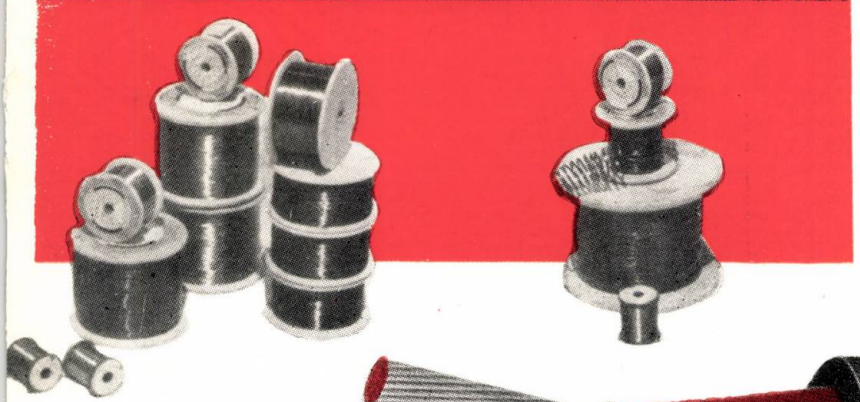
FABRICA DE CABLURI ȘI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

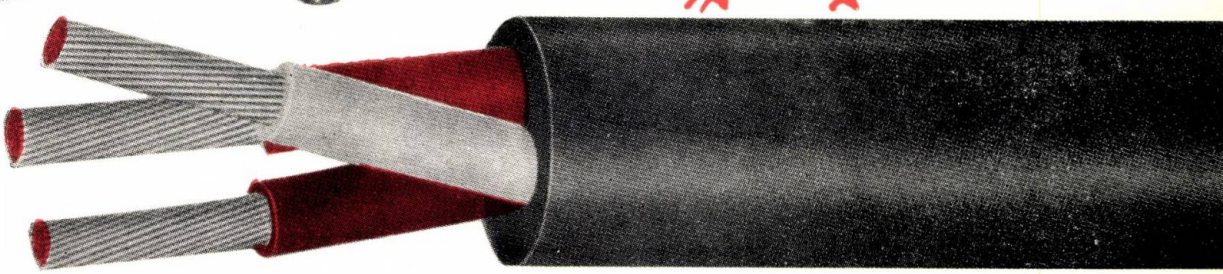
BUCUREȘTI ◆ ȘOS. GĂRII CĂȚELU NR. 4

PRODUCE:

- Cabluri de forță cu izolație de hîrtie în manta de plumb
- Cabluri de forță cu izolație și manta de P.V.C.
- Cabluri de telecomunicații
- Conducte pentru instalații fixe, instalații mobile și pentru autovehicule
- Conductoare pentru bobinaj cu izolație de hîrtie, bumbac, email, fire de sticlă etc.
- Materiale electroizolante: Pertinax, Textolit, Micabandă, Lacuri etc.

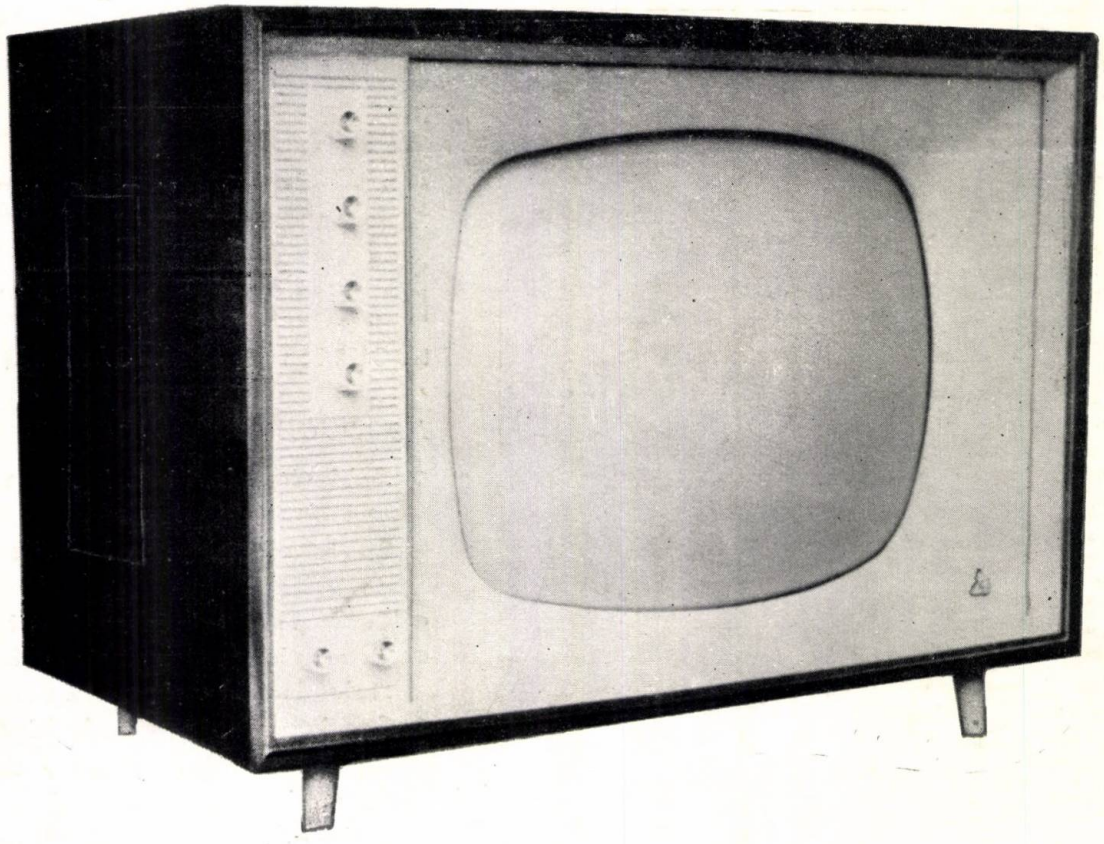






Firmele exportatoare ale produselor F. C. M. E:

METALIMPORT ȘI TEHNOIMPORT — BUCUREȘTI



„E. 43-110"

- Un televizor modern realizat cu cablaje imprimate
- Sensibilitate excepțională, care permite obținerea unei imagini de calitate și în condiții mai grele de recepție.
- Imagine de înaltă calitate și stabilitate remarcabilă în funcționare.
- Tub de imagine cu unghi de deflexie de 110° și diagonala ecranului de 43 cm.
- Casetă asimetrică, cu o linie elegantă.
- Comutator de canale cu 12 poziții.
- 18 tuburi electronice + 3 diode semiconductoare.
- Tensiune de alimentare: 110 V, 120 V și 220 V.

PRODUS DE UZINELE

Electronica

E 1741

telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII · TELEFONIE ·

TELEGRAFIE · TELEVIZIUNE · ELECTROACUSTICĂ

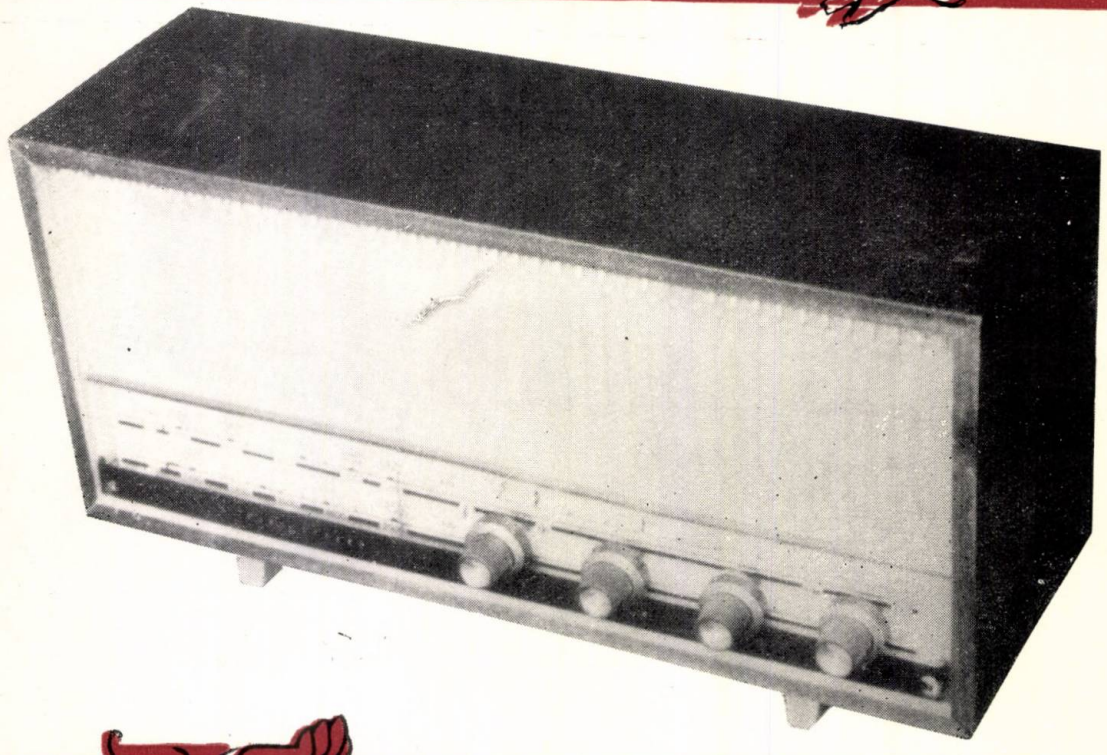
1964

7

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 8 ★ Nr. 7 ★ p. 289—320 ★ București ★ octombrie 1964

RADIORECEPTORUL

S 641 T.



- Un receptor staţionar de tip superheterodină, cu cablaj imprimat, echipat cu 7 tranzistoare şi o diodă cu germaniu;
- are două lungimi de undă — unde lungi şi unde medii; puterea nominală la ieşire mai mare de 250 mW;
- are un difuzor permanent dinamic cu magnet ticonal cu impedanţa de 20 ohmi:
- caseta din lemn furniruit cu dimensiunile 367 x 167 x 122 mm;
- alimentarea se face de la 6 baterii cilindrice de 1,5 V montate în interiorul aparatului;
- greutatea: 2,7 kg, inclusiv bateriile.

PRODUS DE UZINELE

Electronica

telecomunicaţii

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 8 Nr. 7 octombrie

Comitetul de redacţie

ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEŞ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în ştiinţe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, ing. B. IONIŢĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECŞULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

CUPRINS

621.396.6 : 019.3

Cătuneanu V. M. : **Bazele teoretice ale siguranţei de funcţionare a aparaturii radioelectronice.**

În prima parte a lucrării se prezintă principalele noţiuni ale teoriei siguranţei de funcţionare şi tipurile principale de distribuţie utilizate.

Metodele de calcul pentru aprecierea cantitativă a siguranţei de funcţionare precum şi principiile de bază ale redondanţei ca metodă de sporire a siguranţei de funcţionare a aparaturii radioelectronice vor fi tratate în numărul viitor.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 7, pag. 289—300

621.397.743

Boerescu, C. : **Probleme puse de planul de frecvenţe al translatoarelor de televiziune.**

Se studiază combinaţiile de canale recepţie — emisie pentru translatoarele de televiziune din punctul de vedere al perturbaţiilor provocate de oscilatorul local, armonicele frecvenţelor nominale şi combinaţiile lor în cazul unui schimbător de frecvenţă simetric ideal şi a unuia cu abatere de la simetrie.

Se determină astfel combinaţiile de canale neutilizate.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964) nr. 7, pag. 300—306

621.395.645.33 : 621.382.3

Popescu, M. : **Un amplificator telefonic cu tranzistoare pentru niveluri mici.**

În lucrare se descrie un amplificator cu tranzistoare realizat experimental.

Se prezintă un calcul al etajelor de amplificare pe baza unor presupuneri foarte simple dar care sînt bine verificate din punct de vedere experimental.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 7, pag. 307—310

621.397.62

Mihăilescu, E. : **Televizorul „Electronica VS—59".**

Se prezintă schema de principiu şi detalii de funcţionare ale televizorului VS—59.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964), nr. 7, pag. 311—312

Revista „TELECOMUNICAŢII", organ al Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R. P. R. — Redacţia şi Administraţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Calea Griviţei nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B. R. P. R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. — Preţul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia" — Bucureşti c. 3302

СОДЕРЖАНИЕ

621.396.6 : 019.3

КЭТУНЕАНУ, В.М.: **Теоретические основы надежности работы радиоелектронной аппаратуры**

В первой части работы представляются основные понятия теории надежности работы и наиболее использованные типы распределения. Методы расчета количественной оценки надежности работы, а также основные принципы избыточности, как метод увеличения надежности радиоэлектронной аппаратуры, будут представлены в следующем номере.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8, (1964) Нр. 7, стр. 289–300

621.397.743

БОЕРЕСКУ Ч.: **О вопросах выделения каналов телевизионым ретранслятором.**

Изучается комбинации каналов прием-передача для телевизионных ретрансляторов с точки зрения помех, созданных гетеродином, гармониками номинальных частот и их комбинаций в случае одного реттранслятора с однократным преобразованием частоты с идеальной симетрией и другого с отклонением от симметрии. Определяются таким образом комбинации неиспользуемых каналов

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) Нр. 7, стр, 300–306

---

621. 395.645.33 : 621.382.3

ПОПЕСКУ, М: **Телефонный усилитель на транзисторах для небольших уровней.**

В работе описывается транзисторный усилитель, построенный экспериментально.
Представляется расчет усилительных ступеней на основе некоторых простых предположений, хорошио проверенные с экспериментальной точки зрения.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) Нр. 7, стр. 307–310

621.397. 62

МИХАЙЛЕСКУ, Е.: **Телевизор „Электроника Vc-59"**

Представляется принципиальныя схема и принципы работы телевизора VC — 59.

Telecomunicaţi Бухарест, 8 (1964) Нр. 7, стр. 311–312

INHALTSVERZEICHNIS

621 396 6 019 3

CĂTUNEANU, V. M. **Theoretische Grundlagen der Zuverlässigeit der elektronischen Geräte.**

Im ersten Teil des Werkes werden die Hauptbegriffe der Zuverlässigkeitstheorie dargelegt und die üblichsten Typen von Wahrscheinlichkeitsverteilungen werden behandelt.
Im nächsten Nummer der Zeitschrift werden die Ausrechnungsmethoden für quantitative Schätzung der Zuverlässigkeit, sowie auch die Grundsätze der Überflussmethode zwecks der Erhöhung der Zuverlässigkeit der funkelektronischen Geräte behandelt werden.

Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), Nr. 7, S. 289–300

621.397.743

BOERESCU, C. **Problemen der Frequenzplanung der Fernsehumsetzer.**

Die Kombinationen von Empfangs — und Sendekanälen werden vom Gesichtspunkt der Störungen analysiert im Falle eines idealen symetrischen Frequenzumsetzers und im Falle der Abwendungen von der Symetrie. Als Störer gelten die Harmonischen des Lokal-oszillators und die Harmonischen und Kombinationen der Sende — und Empfangsfrequenzen. Die unbrauchbaren Kanalpaaren werden derart bestimmt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), Nr. 7, S. 300–306

621.395.645.33 : 621.382.3

POPESCU, M. **Transistorisierter Niederfrequenzverstärker für kleine Pegel.**

Es wird ein experimentel ausgearbeiteter transistorisierter Verstärker beschrieben.
Die Ausrechnung des Verstärkers wird auf sehr einfachen, dennoch in der Praxis gut bestätigten, Voraussetzungen gegründet.

Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), Nr. 7, S. 307—310

621.397.62

MIHĂILESCU, E. **Der „Electronica VS—59" Fernsehempfänger.**

Die Grundschaltung und die Funktionseinzelheiten des Fernsehers VS —59 weden dargelegt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 8 (1964), Nr. 7, S. 311–312

telecomunicații

Anul VIII • nr. 7 • octombrie 1964

Conf. ing. VASILE M. CĂTUNEANU
candidat în științe tehnice

Bazele teoretice ale siguranței de funcționare a aparaturii radioelectronice

1. PRINCIPALELE NOȚIUNI ALE TEORIEI SIGURANȚEI DE FUNCȚIONARE

În marea majoritate a cazurilor teoria siguranței de funcționare are de-a face cu mărimi întîmplătoare și de aceea ea se folosește de noțiunile teoriei probabilităților.

Una din noțiunile de bază ale teoriei siguranței de funcționare este probabilitatea de funcționare fără defecțiuni în decursul intervalului de timp dat și în anumite condiții de exploatare.

Prin defecțiune se înțelege aici pierderea totală sau parțială a capacității de lucru a aparatului (elementului sau sistemului).

Defecțiunea este determinată de un deranjament de bază, prin care se înțelege starea în care chiar și un singur parametru de bază al aparatului (elementului sau sistemului) depășește toleranțele de exploatare dinainte stabilite.

În definirea noțiunii de defecțiune s-a ales aici, drept criteriu de bază, capacitatea de lucru. Uneori este indicat ca noțiunea de defecțiune să includă și alte criterii. Astfel cumpărătorul unui radioreceptor îl apreciază nu numai după ansamblul de calități care determină destinația lui principală, ci și după aspectul său exterior, după frumusețea execuției artistice etc. Desigur că dacă aspectul exterior al radioreceptorului în cauză va avea de suferit de pe urma unei exploatări de durată relativ scurtă, atunci pentru posesorul său această defecțiune nu va fi mai puțin neplăcută decît perturbarea funcționării normale.

Un asemenea raționament este valabil și pentru aparatura industrială.

Se obișnuiește ca pentru probabilitatea de funcționare fără defecțiuni, ca o funcție de timp, să se utilizeze și noțiunea de „siguranță de funcționare".

În lucrarea de față vom înțelege noțiunea de probabilitate de funcționare fără defecțiuni ca pe un parametru al siguranței de funcționare.

Vom considera că noțiunea de siguranță de funcționare este mult mai largă, ea incluzînd, pe lîngă criteriul „funcționării fără defecțiuni", criteriul „posibilității de reparare" precum și criteriul „îndeplinirii funcțiunii date în măsura fixată dinainte".

Astfel prin „*siguranța de funcționare*" se va înțelege *proprietatea, unui sistem sau a unui element al sistemului, condiționată de lipsa defecțiunilor și de posibilitatea de reparare a acestuia, care asigură îndeplinirea funcțiunii sale în măsura prevăzută.*

Aceste criterii, în totalitatea lor, sînt necesare și suficiente pentru a preciza conținutul noțiunii de „siguranță de funcționare" ca proprietate a sistemului sau elementului.

Prin „posibilitatea de reparare" se înțelege proprietatea sistemului, sau elementului, care permite descoperirea și înlăturarea cu ușurință a defectelor și care face posibilă preîntîmpinarea acestora. Această proprietate este determinată cantitativ de consumul de timp și de mijloacele necesare pentru depistarea, înlăturarea și preîntîmpinarea defecțiunilor, ținînd seama de calificarea personalului de deservire. În cazul elementelor nerecondiționabile, prin posibilitatea de reparare se înțelege posibilitatea de control și înlocuire comodă.

Întrucît funcționarea fără defecțiuni și apariția defecțiunilor sînt două evenimente contrarii, independente și care formează o grupă completă de evenimente, se poate scrie:

$$P(t) + Q(t) = 1$$

unde $P(t)$ este probabilitatea de funcționare fără defecțiuni și $Q(t)$ — probabilitatea de apariție a defecțiunilor.

O altă noțiune importantă în teoria siguranței de funcționare este durata de funcționare

fără defecțiuni, care reprezintă mărimea adoptată pentru măsurarea duratei de lucru a sistemului (elementului). Aceasta poate fi măsurată în unități de timp, după numărul ciclurilor, conectărilor etc.

Durata de funcționare între două defecțiuni succesive se numește durata de funcționare între defecțiuni, care este o mărime aleatorie.

Valoarea medie a duratei de funcționare între defecțiuni se numește durata medie de funcționare.

Probabilitatea de funcționare fără defecțiuni și durata medie de funcționare sînt principalii parametri care determină cantitativ siguranța de funcționare.

Pentru determinarea acestor parametri, teoria siguranței de funcționare se folosește de două caracteristici statistice, și anume: frecvența defecțiunilor și intensitatea defecțiunilor care, după cum se va arăta, sînt legate între ele.

a) *Frecvența defecțiunilor* [1] $f^*(t)$ este raportul dintre numărul de produse care s-au defectat în unitatea de timp și numărul total al produselor supuse verificării:

$$f^*(t) = \frac{\Delta n(t)}{N \Delta t}, \tag{1}$$

unde:

$\Delta n(t)$ este numărul produselor care s-au defectat din momentul t pînă în momentul $t + \Delta t$:

$\frac{\Delta n(t)}{\Delta t}$ — numărul produselor care s-au defectat în unitatea de timp;

N — numărul total al produselor supuse verificării.

Reprezentarea grafică a funcției statistice (1) se prezintă ca în figura 1.

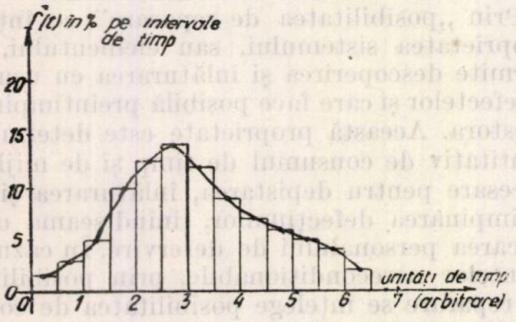


Fig. 1

Dacă $N \to \infty$ și $\Delta t \to 0$, atunci relația (1) devine:

$$f(t) = \frac{1}{N} \frac{dn}{dt}, \tag{2}$$

unde $f(t)$ reprezintă densitatea probabilității de apariție a defecțiunilor, ca o funcție de timp ceea ce este tot una cu densitatea probabilității timpului de bună funcționare, iar curba $f(t)$ din figura 1 devine curba de distribuție a defecțiunilor în funcție de timp.

Această curbă reprezintă procentajul de aparate care s-au defectat (în raport cu numărul inițial al aparatelor) în fiecare interval de timp dt.

Este evident că aria închisă de curba $f(t)$ și axa timpului este egală cu unitatea:

$$\int_0^\infty f(t)\, dt = 1. \tag{3}$$

Probabilitatea apariției unei defecțiuni va fi egală cu:

$$Q(t) = \int_0^t f(t)\, dt. \tag{4}$$

Probabilitatea apariției unei defecțiuni în timpul t se va calcula statistic:

$$Q^* = \sum_{t=0}^{t} f^*(t)\, \Delta t = \sum_{t=0}^{t} \frac{\Delta n(t)}{N} = \frac{n}{N}, \tag{5}$$

unde

n este numărul produselor care s-au defectat pînă în momentul t,

N — numărul total al produselor supuse verificării;

Q^* se va numi „proporția defecțiunilor".

Probabilitatea de funcționare fără defecțiune se va calcula statistic astfel:

$$P^* = 1 - Q^* = \frac{N - n}{N}. \tag{6}$$

Probabilitatea de funcționare fără defecțiune în funcție de timp va fi egală cu:

$$P(t) = 1 - Q(t) = \int_0^\infty f(t)\, dt - \int_0^t f(t)\, dt = \int_t^\infty f(t)\, dt. \tag{7}$$

În figurile 2 și 3 se prezintă curba probabilității de funcționare fără defecțiune $P^*(t)$ și respectiv curba probabilității de apariție a defecțiunilor $Q^*(t)$ [1].

Cunoașterea frecvenței defecțiunilor dă posibilitatea să se calculeze și durata medie de funcționare fără defecțiuni:

$$T_m^* = \sum_{i=1}^{N} t_i f_i^*(t), \tag{8}$$

adică suma produselor dintre toate valorile timpului de apariție a fiecărei defecțiuni individuale și densitatea probabilității timpului de

[1] În cele ce urmează se vor nota cu asterisc mărimile statistice echivalente mărimilor probabilistice corespunzătoare.

[1] Aceste curbe nu reprezintă cazuri concrete și sînt date orientativ.

bună funcționare (frecvența defecțiunilor) corespunzătoare acestor valori.

Pentru $N \to \infty$ și $\Delta t \to 0$, se trece de asemenea la probabilități:

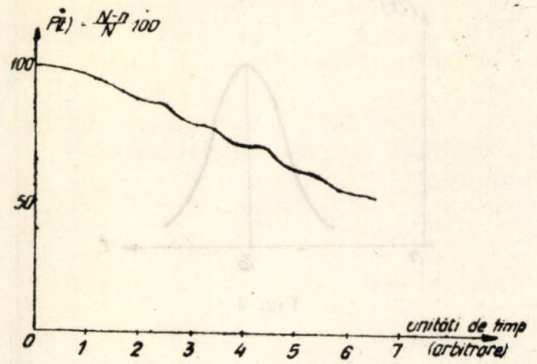


Fig. 2

$$T_m = \int_0^\infty t f(t)\, dt = M[T] = m_t. \qquad (9)$$

În teoria probabilităților expresia (9) poartă denumirea de speranță matematică a variabilei aleatorii t.

Ținînd seamă de expresia (4) și (7) și integrînd expresia (9) prin părți, se obține:

$$T_m = \int_0^\infty P(t)\, dt. \qquad (10)$$

În teoria siguranței de funcționare joacă un rol însemnat și noțiunea de deviație medie pătratică — $\sigma[T]$, care, potrivit teoriei probabilităților, este:

$$\sigma(T) = \sqrt{D[T]}, \qquad (11)$$

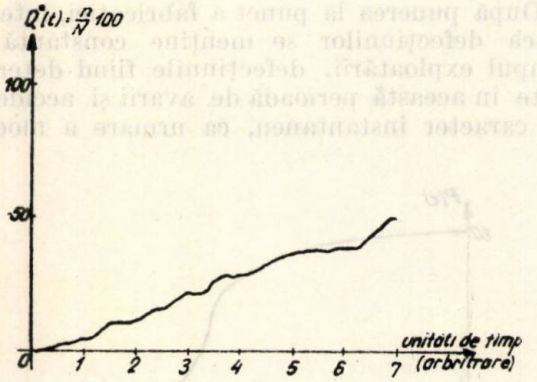


Fig. 3

unde $D(T)$ este dispersia variabilei aleatorii:

$$D[T] = M[(T - T_m)^2] = \int_0^\infty (t - T_m)^2 f(t)\, dt. \qquad (12)$$

Ridicînd la pătrat paranteza de sub integrală și ținînd seamă de expresia (3) și (9) se obține:

$$D[T] = \int_0^\infty t^2 f(t) dt - T_m^2. \qquad (13)$$

b) *Intensitatea defecțiunilor* $\lambda^*(t)$ este raportul dintre numărul produselor care s-au defectat în unitatea de timp și numărul produselor aflate în stare de bună funcționare la începutul intervalului de timp examinat, adică:

$$\lambda^*(t) = \frac{\Delta n(t)}{(N - n)\, \Delta t}, \qquad (14)$$

unde:

$\Delta n(t)$ este numărul produselor care s-au defectat în intervalul de timp de la t la $t + \Delta t$;

N — numărul total al produselor verificate;

n — numărul produselor care s-au defectat pînă în momentul t.

Relația (14) se poate prezenta sub forma:

$$\lambda^*(t) = \frac{1}{\frac{N - n}{N}} \cdot \frac{\Delta n(t)}{N\, \Delta t} = \frac{1}{P^*} f^*(t). \qquad (15)$$

Dacă $N \to \infty$ și $\Delta t \to 0$, atunci se trece de la mărimi statistice la probabilități:

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{P(t)}. \qquad (16)$$

Relația (16) face legătura între frecvența defecțiunilor, intensitatea defecțiunilor și probabilitatea de funcționare fără defecțiuni.

Ținînd seama de faptul că:

$$f(t) = -\frac{dP(t)}{dt}, \qquad (17)$$

relația (16) poate fi scrisă sub forma:

$$\lambda(t)\, dt = -\frac{dP(t)}{P(t)}, \qquad (18)$$

care prin integrare conduce la [1]):

$$P(t) = e^{-\int_0^t \lambda(t)\, dt}. \qquad (19)$$

Din relația (19) rezultă că pentru determinarea probabilității de funcționare fără defecțiuni este necesar să se cunoască expresia matematică a funcției $\lambda(t)$.

2. PRINCIPALELE TIPURI DE DISTRIBUȚII UTILIZATE ÎN TEORIA SIGURANȚEI DE FUNCȚIONARE

2.1. Distribuția normală

Distribuția normală a defecțiunilor în timp, sau distribuția probabilității timpului de bună funcționare se exprimă prin legea lui Gauss:

$$f(t) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t - T_0)^2}{2\sigma_0^2}}, \qquad (20)$$

[1]) S-a ținut seama că $P(0) = 1$.

unde t este timpul (valoarea curentă), iar T_0 și σ_0 sînt parametrii legii de distribuție.

Speranța matematică $M[T]$ a timpului de bună funcționare, adică durata medie T_m de bună funcționare se deduce din expresia (9):

$$T_m = \int_0^\infty t f(t)\,dt = \frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty t e^{-\frac{(t-T_0)^2}{2\sigma_0^2}}\,dt. \quad (21)$$

Făcînd schimbarea de variabilă:

$$t - T_0 = \sigma_0 x$$
$$dt = \sigma_0\,dx$$

se obține pînă la urmă $T_m = T_0$, dacă se ține seama de faptul că pentru distribuțiile normale întîlnite în practică se poate considera justă relația:

$$\int_{-\infty}^{0} f(t)\,dt = 0. \quad (22)$$

Probabilitatea de apariție a defecțiunilor se deduce din relațiile (4) și (22):

$$Q(t) = \int_0^t f(t)\,dt = \frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{(t-T_0)^2}{2\sigma_0^2}}\,dt. =$$

$$= \frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{t-T_0}{\sigma_0}\right) \quad (23)$$

Funcția $\Phi(x)$ este funcția lui Laplace, $\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_0^x e^{-\frac{x^2}{2}}\,dx$, pentru care există tabele și care este o funcție impară, adică:

$$\Phi(-x) = -\Phi(x). \quad (24)$$

Probabilitatea de funcționare fără defecțiuni va fi:

$$P(t) = 1 - \frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{(t-T_0)^2}{2\sigma_0^2}}\,dt = \frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_0 - t}{\sigma_0}\right). \quad (25)$$

Calculînd speranța matematică (durata medie de funcționare), dispersia și deviația medie pătratică, respectiv conform relațiilor (9), (12) și (11) se obține:

$$\left.\begin{aligned} T_m &= T_0 \\ D &= \sigma_0^2 \\ \sigma &= \sigma_0 \end{aligned}\right\} \quad (26)$$

Deci speranța matematică și deviația medie pătratică sînt tocmai parametrii legii de distribuție T_0 și respectiv σ_0.

În figurile 4, 5 și 6 sînt prezentate: curba distribuției normale $f(t)$, curba intensității defectelor $\lambda(t)$ și curba probabilității de funcționare fără defecțiuni $P(t)$, în cazul distribuției după legea normală.

Curba de distribuție a probabilității timpului de apariție a defecțiunilor în perioada de punere la punct a fabricației elementelor și a

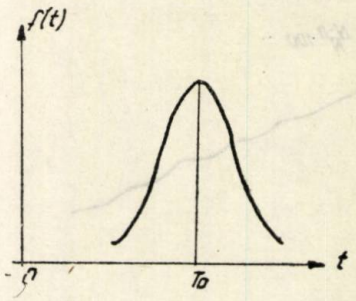


Fig. 4

aparaturii radioelectronice coincide în bună măsură cu o parte din ramura descendentă a curbei de distribuție după legea normală.

Aceasta este perioada inițială de exploatare, cînd defecțiunile sînt determinate în principal de greșelile de fabricație sau de încălcarea tehnologiei adoptate.

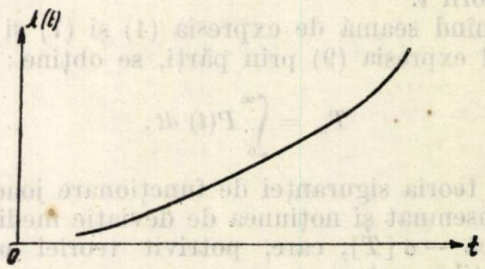


Fig. 5

După punerea la punct a fabricației, intensitatea defecțiunilor se menține constantă în timpul exploatării, defecțiunile fiind determinate în această perioadă de avarii și accidente cu caracter instantaneu, ca urmare a modifi-

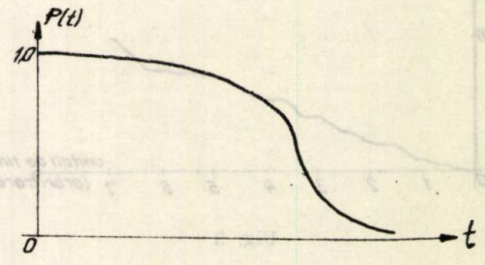


Fig. 6

cărilor bruște ale condițiilor de exploatare. În această perioadă legea de distribuție normală nu este valabilă.

Însă în perioada de îmbătrînire a elementelor, cînd în structura acestora apar schimbări fizico-chimice ireversibile, care conduc la variații continuie ale unor parametri, legea de distri-

buție normală aproximează destul de bine distribuția probabilității timpului de apariție a defecțiunilor.

2.2. Distribuția binomială

În diferite condiții se experimentează din punct de vedere al duratei medii de funcționare n elemente și este necesar să se determine care este probabilitatea faptului că în timpul t se vor defecta exact m elemente.

Această probabilitate este egală cu coeficientul de pe lîngă z^m, care se obține prin efectuarea produsului:

$$\varphi_n(z) = \prod_{i=1}^{n} (p_i + q_i z), \qquad (27)$$

unde p_i și q_i sînt probabilități de funcționare fără defecțiuni și respectiv de apariție a defecțiunilor pentru elementul i în timpul t, iar $\varphi_n(z)$ este funcția producătoare.

În cazul cînd probabilitățile pentru diferitele elemente sînt respectiv egale, atunci probabilitatea de defectare a exact m dintre cele n elemente în timpul t va fi:

$$P_{m,n} = C_n^m q^m p^{n-m}. \qquad (28)$$

2.3. Distribuția lui Poisson

Uneori este necesar să se determine probabilitatea p_m a faptului că pe un segment T al axei timpului nimeresc exact m puncte care determină momentele de timp ale defectării diferitelor elemente (sisteme).

Distribuția lui Poisson presupune că sînt satisfăcute următoarele condiții:

a) probabilitatea nimeririi unui număr sau altul de puncte pe segmentul T depinde numai de lungimea acestuia și nu depinde de poziția sa pe axa timpului, adică punctele sînt distribuite pe axă cu densitatea medie egală (λ);

b) nimerirea unui număr sau altul de puncte în segmente T nesuprapuse constituie evenimente independente.

În aceste condiții, considerăm segmentul T împărțit în n părți egale:

$$\Delta t = \frac{T}{n}.$$

Speranța matematică a numărului de puncte care nimeresc în segmentul Δt va fi egală cu $\lambda \Delta t$.

Dacă segmentul Δt este destul de mic, atunci probabilitatea nimeririi pe el a două sau mai multe puncte este neglijabil de mică în raport cu probabilitatea de nimerire pe acest segment a unui singur punct.

De aceea se poate spune că probabilitatea de nimerire cel puțin a unui punct pe segmentul Δt este aproximativ egală cu

$$\lambda \Delta t = \lambda \frac{T}{n},$$

iar probabilitatea faptului că acest segment va fi liber este egală cu

$$1 - \lambda \Delta t = 1 - \lambda \frac{T}{n}.$$

Dacă este satisfăcută și condiția b atunci, în conformitate cu relația (28), probabilitatea faptului că din n segmente vor fi ocupate exact m segmente va fi egală cu:

$$C_n^m \left(\frac{\lambda T}{n}\right)^m \left(1 - \frac{\lambda T}{n}\right)^{n-m}. \qquad (29)$$

Limita expresiei (29) pentru $n \to \infty$ reprezintă aproximativ probabilitatea nimeririi a exact m puncte pe segmentul cu lungimea T, adică:

$$q_m = \lim_{n \to \infty} C_n^m \left(\frac{\lambda T}{n}\right)^m \left(1 - \frac{\lambda T}{n}\right)^{n-m}. \qquad (29)$$

ceea ce conduce la:

$$q_m = \frac{(\lambda T)^m}{m!} e^{-\lambda T}. \qquad (30)$$

formulă care ilustrează distribuția lui Poisson.

În figura 7 se prezintă graficele de variație ale lui q_m în funcție de λT pentru diferite valori ale lui m.

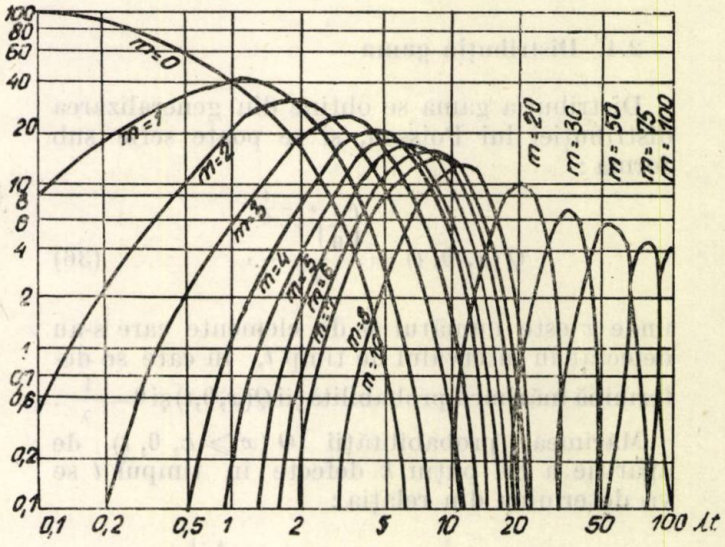


Fig. 7

Această distribuție se caracterizează prin faptul că speranța matematică este egală cu dispersia:

$$M[\lambda T] = D[\lambda T]. \qquad (31)$$

Pentru $m = 0$, se obține distribuția exponențială:

$$q_0 = e^{-\lambda T} = P(T), \qquad (32)$$

care în teoria siguranței de funcționare va reprezenta probabilitatea de funcționare fără defecțiuni în timpul T.

Deoarece segmentul de timp T poate fi ales arbitrar, expresia (32) se poate scrie sub forma:

$$P(t) = e^{-\lambda t}, \tag{33}$$

unde t este segmentul de timp în care se determină mărimea probabilității $P(t)$.

Densitatea probabilității va fi:

$$f(t) = -\frac{dP(t)}{dt} = \lambda e^{-\lambda t} = \lambda P(t). \tag{34}$$

Comparînd expresia (34) cu (16) rezultă că parametrul legii λ reprezintă tocmai intensitatea defecțiunilor $\lambda(t)$.

Aplicînd relația (21) se obține durata medie de funcționare fără defecțiune:

$$T_m = \frac{1}{\lambda}. \tag{35}$$

Legea de distribuție exponențială își găsește aplicație pentru descrierea distribuției probabilității timpului de apariție a defecțiunilor în perioada de exploatare normală, care începe după ce s-a terminat punerea la punct a fabricației și durează pînă cînd încep defectele provocate de îmbătrînire. Aceasta se explică prin caracterul de relativă raritate și independență a defecțiunilor produse de avariile și accidentele din această perioadă.

2.4. Distribuția gama

Distribuția gama se obține din generalizarea distribuției lui Poisson, și se poate scrie sub forma:

$$Q(x, \theta, t) = \frac{\left(\frac{t}{\theta}\right)^x e^{-\frac{t}{\theta}}}{x!}, \tag{36}$$

unde x este numărul m de elemente care s-au defectat în intervalul de timp t, în care se determină mărimea probabilității $Q(x,\theta,t)$ și $\theta = \frac{1}{\lambda}$.

Mărimea probabilității $Q(x \geqslant k, \theta, t)$ de apariție a cel puțin k defecte în timpul t se va determina din relația:

$$Q(x \geqslant k, \theta, t) = \sum_{x=k}^{n} Q(x, \theta, t) = 1 - \sum_{x=0}^{k-1} Q(x,\theta,t) =$$

$$= 1 - \sum_{x=0}^{k-1} \frac{\left(\frac{t}{\theta}\right)^x e^{-\frac{t}{\theta}}}{x!}. \tag{37}$$

Distribuția timpului de apariție a defecțiunilor va fi:

$$f(t) = \frac{d}{dt} Q(x \geqslant k, \theta, t) = \frac{1}{\theta^k (k-1)!} t^{k-1} e^{-\frac{t}{\theta}}. \tag{38}$$

Aceasta este legea de distribuție gama. Cînd $k = 1$, distribuția gama se transformă în distribuție exponențială.

În figurile 8, 9 și 10 sînt reprezentate curbele $f(t)$, $\lambda(t)$ și $P(t)$ pentru: $k < 1$; $k = 1$ și $k > 1$, în cazul distribuției gama.

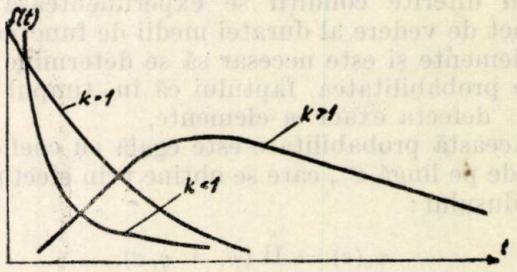


Fig. 8

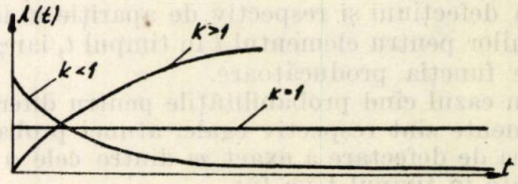


Fig. 9

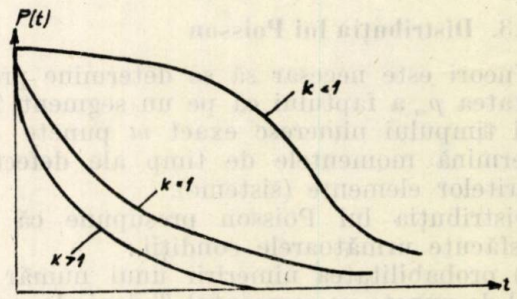


Fig. 10

2.5. Distribuția lui Weibull

Distribuția lui Weibull este dată de ecuația:

$$f(t) = \frac{\delta}{\theta} t^{\delta-1} e^{-\frac{t}{\theta}}; \quad t \geqslant 0. \tag{39}$$

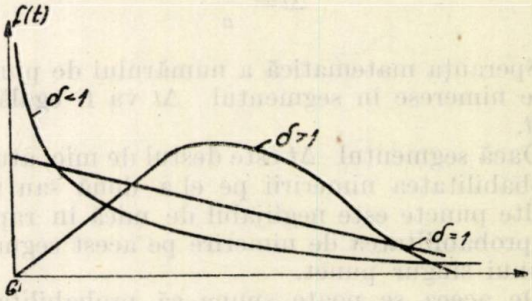


Fig. 11

În figurile 11, 12 și 13 sînt reprezentate curbele $f(t)$, $\lambda(t)$ și $P(t)$ pentru $\delta < 1$, $\delta = 1$ și $\delta > 1$.

Pentru $\delta = 1$ distribuția Weibull se transformă de asemenea în distribuție exponențială.

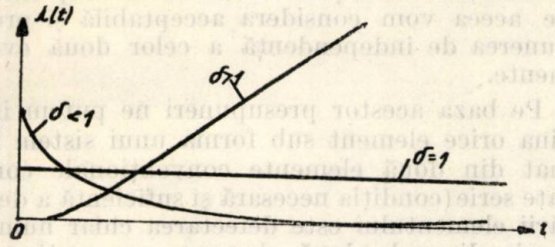


Fig. 12

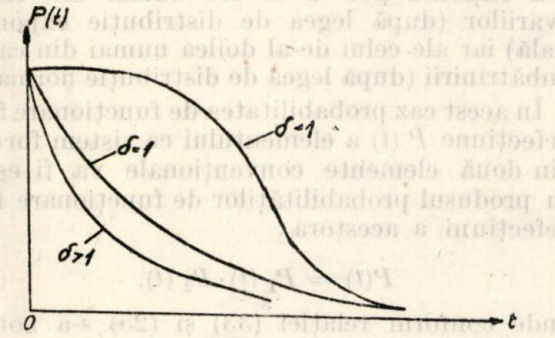


Fig. 13

Speranța matematică va fi :

$$M[T] = \frac{\delta}{\theta}\int_0^{\infty} t^{\delta}\, e^{-\frac{t}{\theta}}\, dt = \frac{\delta\,\Gamma(\delta+1)}{\left(\frac{1}{\theta}\right)^{\delta}}, \qquad (40)$$

unde $\Gamma(\delta+1) = \int_0^{\infty} e^{-t}\, t^{\delta}\, dt$ este funcția gama, pentru ale cărei mărimi există tabele.

Pentru dispersie rezultă expresia :

$$D[T] = \frac{\delta^3\,\Gamma(\delta)}{\left(\frac{1}{\theta}\right)^{\delta+1}}\left\{1 - \frac{\delta\,\Gamma(\delta)}{\left(\frac{1}{\theta}\right)^{\delta-1}}\right\}. \qquad (41)$$

Distribuția Weibull a fost constatată în cazul unor piese mecanice (de exemplu în cazul rulmenților cu bile).

2.6. Distribuția logaritmic-normală

Distribuția logaritmic-normală este dată de ecuația :

$$f(t) = \frac{1}{\sigma t\sqrt{2\pi}}\, e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln t-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad ; \quad t>0. \qquad (42)$$

Aceasta conduce la :

$$Q(t) = \int_0^t f(t)\, dt = \frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{(\ln t - \mu)}{\sigma}\right); \qquad (43)$$

$$P(t) = 1 - Q(t) = \frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{\mu - \ln t}{\sigma}\right); \qquad (44)$$

$$M[T] = e^{\mu+\frac{\sigma^2}{2}}. \qquad (45)$$

În figura 14 sînt reprezentate curbele $f(t)$ pentru două valori ale parametrului σ.

Distribuția logaritmic normală descrie în bune condițiuni probabilitatea timpului de bună funcționare în cazul dispozitivelor semiconductoare.

2.7. Combinații ale legilor de distribuție

Aplicarea legilor de distribuție în forma expusă mai sus este posibilă numai într-un interval de timp de exploatare limitat, cînd condițiile de exploatare exclud acțiunea simultană a diferiților factori.

În ptactică apare însă necesitatea de a obține o astfel de lege de distribuție, care să descrie destul de exact distribuția timpului de bună funcționare a aparaturii în întreaga perioadă de exploatare.

Astfel în cazul aparaturii de radiodifuziune și televiziune, a dispozitivelor electronice de calcul, a sistemelor de comandă a proceselor de fabricație etc., avem de-a face cu siguranța de funcționare în condițiile cînd defecțiunile pot apărea nu numai din cauza acțiunii unui singur factor, de exemplu avariile sau îmbătrînirea, ci a ambilor factori, deoarece timpul de folosire a unor astfel de sisteme poate fi mult mai mare decît durata de funcționare a elementelor separate. În acest caz nu este posibilă folosirea separată nici a legii exponențiale și nici a legii de distribuție normale.

Existența unei legi de distribuție generalizată mai este cerută și de necesitatea justificării timpului de efectuare a măsurilor profilactice și a înlocuirii unor elemente ale aparaturii în scopul menținerii siguranței ei de funcționare.

În cazul măririi siguranței de funcționare a sistemelor prin metoda redondanței, cînd se impune înlocuirea unor elemente cu altele de

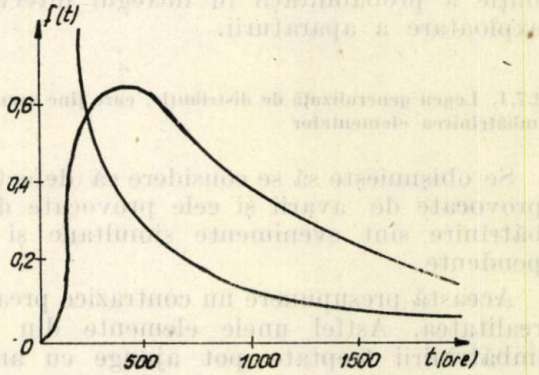


Fig. 14

rezervă, se pune problema determinării momentului optim al acestei înlocuiri. Cea mai rațională este conectarea elementelor de rezervă ținîndu-se seama de timpul de lucru al elemen-

tului principal pînă cînd nivelul siguranței acestuia atinge valoarea minimă admisibilă.

Cunoașterea legii de distribuție a probabilității timpului de bună funcționare atît a elementelor și subansamblurilor separate, cît și a întregului sistem în ansamblu, scutește necesitatea unor mari cheltuieli pentru ținerea în funcționare permanentă și sigură a unor dispozitive de control (cu etaloane precise) al parametrilor elementelor precum și al dispozitivelor de comutare a rezervelor, care deseori au o slabă siguranță de funcționare proprie.

În unele cazuri este posibilă și satisfăcătoare aprecierea siguranței de funcționare pe baza legii exponențiale, însă apare dificultatea legată de necesitatea cunoașterii intervalului timpului de exploatare, în decursul căruia această lege este destul de justă. Limitele domeniului de folosire a legii exponențiale pot fi obținute numai pe baza cunoașterii legii de distribuție generalizate.

Pentru aprecierea siguranței de funcționare a sistemelor este necesar să se calculeze speranța matematică a timpului de bună funcționare (durata medie de funcționare), precum și deviația medie pătratică față de aceasta.

Acestea se pot obține numai din legea generalizată de distribuție a probabilității.

De asemenea, pentru a elimina la maximum defecțiunile provocate de erorile de fabricație „ascunse" ale unor elemente separate, se recurge la antrenamentul artificial al aparaturii. Timpul de antrenament artificial al aparaturii trebuie ales astfel încît să se reducă la minimum defecțiunile aparaturii provocate de erorile de producție, consumul elementelor de rezervă reducîndu-se la minim. De multe ori se adaugă aici și condiția ca cheltuielile pentru antrenament să fie rezonabile. Determinarea timpului optim de antrenament artificial necesită de asemenea cunoașterea legii generalizate de distribuție a probabilității în întregul interval de exploatare a aparaturii.

2.7.1. Legea generalizată de distribuție, care ține seama de îmbătrînirea elementelor

Se obișnuiește să se considere că defecțiunile provocate de avarii și cele provocate de îmbătrînire sînt evenimente simultane și independente.

Această presupunere nu contrazice prea mult realitatea. Astfel unele elemente din cauza îmbătrînirii treptate pot ajunge cu anumiți parametri aproape de limita admisibilă, situație în care sub acțiunea factorilor externi se pot produce cu ușurință avariile elementelor respective. Aceasta justifică pe deplin presupunerea de simultaneitate.

Producerea avariilor este determinată de acțiunea condițiilor exterioare, iar îmbătrînirea elementelor depinde în primul rînd de timpul de funcționare a aparaturii și într-o mai mică măsură, de condițiile exteriare de exploatare, de aceea vom considera acceptabilă și presupunerea de independență a celor două evenimente.

Pe baza acestor presupuneri ne putem imagina orice element sub forma unui sistem format din două elemente convenționale conectate serie (condiția necesară și suficientă a defectării elementului este defectarea chiar numai a unuia din cele două elemente convenționale).

Vom considera că defecțiunile unui element convențional pot avea loc numai din cauza avariilor (după legea de distribuție exponențială) iar ale celui de-al doilea numai din cauza îmbătrînirii (după legea de distribuție normală).

În acest caz probabilitatea de funcționare fără defecțiune $P(t)$ a elementului ca sistem format din două elemente convenționale va fi egală cu produsul probabilităților de funcționare fără defecțiuni a acestora:

$$P(t) = P_1(t) \cdot P_2(t), \tag{46}$$

unde conform relației (33) și (25) s-a notat:

$$P_1(t) = e^{-\lambda t}$$

$$P_2(t) = 1 - \frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}}\int_0^t e^{-\frac{(t-T_0)^2}{2\sigma_0^2}}\,dt = \frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_0 - t}{\sigma_0}\right).$$

Adică relația (46) se poate scrie sub forma:

$$P(t) = e^{-\lambda t}\left[\frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_0 - t}{\sigma_0}\right)\right]. \tag{47}$$

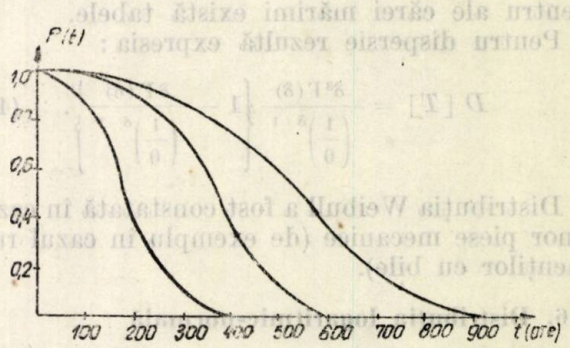


Fig. 15

În figura 15 sînt reprezentate curbele $P(t)$ pentru diferite valori ale parametrilor T_0, σ_0 și λ. Aici s-a considerat:

$$\lambda = 10^{-4} \qquad \sigma_{02} = \frac{T_0}{5}$$

$$\sigma_{01} = \frac{T_0}{4} \qquad \sigma_{03} = \frac{T_0}{8}.$$

În acest caz densitatea distribuției probabilității timpului de bună funcționare a ansam-

blului de două elemente convenționale va fi:

$$f(t)=-\frac{d\,P(t)}{dt}=-\left[\frac{d\,P_1(t)}{dt}\,P_2(t)+\frac{d\,P_2(t)}{dt}\,P_1(t)\right],$$

de unde:

$$f(t)=f_1(t)\,P_2(t)+f_2(t)\,P_1(t) \qquad (48)$$

în care $f_1(t)$ și $f_2(t)$ sînt date de (34) și (20).

Astfel:

$$f(t)=\lambda e^{-\lambda t}\left[1+\Phi\left(\frac{T_0-t}{\sigma_0}\right)\right]+\frac{e^{-\lambda t}}{\sigma_0\sqrt{2\pi}}e^{-\frac{(t-T_0)^2}{2\sigma_0^2}} \qquad (49)$$

Introducînd notațiile:

$$\alpha^2=2T_0\lambda-\lambda^2\sigma_0^2$$

$$T^*=T_0-\lambda\sigma_0^2$$

relația (49) se poate prezenta sub forma:

$$f(t)=\lambda e^{-\lambda t}\left[\frac{1}{2}+\Phi\left(\frac{T_0-t}{\sigma_0}\right)\right]+\frac{e^{-\frac{\alpha_2}{2}}}{\sigma_0\sqrt{2\pi}}e^{-\frac{(t-T^*)^2}{2\sigma_0^2}} \qquad (50)$$

În figura 16 se prezintă curbele $f(t)$ corespunzătoare pentru $T_0=1000$ ore, $\sigma_0=200$

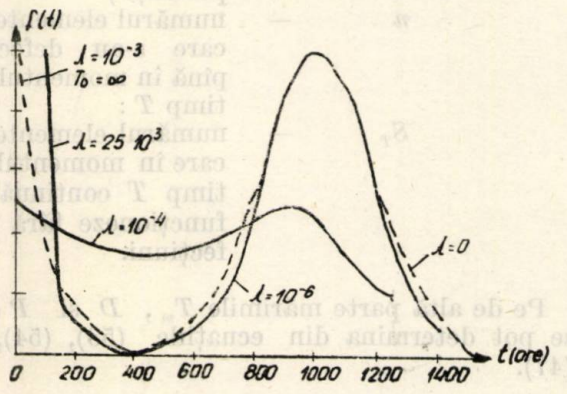


Fig. 16

ore și diferite valori ale intensității defecțiunilor λ. Din fig. 16 rezultă că pentru valori ale lui λ mai mici decît o valoare oarecare λ_1:

$$\lambda<\lambda_1,$$

curba $f(t)$ diferă foarte puțin ca aspect de curba lui Gauss și această diferență va fi cu atît mai neînsemnată cu cît λ va fi mai mic. Cînd $\lambda=0$, curba $f(t)$ reprezintă chiar legea lui Gauss.

De asemenea din fig. 16 rezultă că pentru valori ale lui λ mai mari decît o anumită valoare λ_2:

$$\lambda>\lambda_2,$$

curba $f(t)$ este foarte apropiată de funcția exponențială, deosebirea micșorîndu-se o dată cu creșterea valorii lui λ.

Domeniul:

$$\lambda_1\leqslant\lambda\leqslant\lambda_2$$

corespunde familiei de curbe $f(t)$ cu cîte două puncte extreme (un minim și un maxim).

Cînd $\lambda<\lambda_1$, aprecierea siguranței de funcționare se poate face pornind de la legea normală de distribuție a probabilității, iar cînd $\lambda>\lambda_2$ se poate considera că distribuția probabilităților timpului de bună funcționare respectă legea exponențială.

Criteriile de apreciere a posibilității de aplicare a uneia sau alteia din legile de distribuție a probabilității se determină din condiția ca funcția $f(t)$ să aibă valori extreme:

$$\left.\begin{aligned}\frac{d\,f(t)}{dt}&=0\\ \frac{d^2f(t)}{dt^2}&\neq 0.\end{aligned}\right\} \qquad (51)$$

Speranța matematică a timpului de bună funcționare a elementelor separate, egală numeric cu durata medie de funcționare fără defecțiuni, este dată de relația

$$T_m=\int_0^\infty t\,f(t)\,dt,$$

care după înlocuirea funcției $f(t)$ din relația (50), conduce la:

$$T_m=\frac{1}{\lambda}\left\{1-\left[\frac{1}{2}+\Phi\left(\frac{T^*}{\sigma_0}\right)\right]e^{-\frac{\alpha^2}{2}}\right\} \qquad (52)$$

sau:

$$T_m=\frac{1}{\lambda}\left\{1-\left[\frac{1}{2}+\Phi(y)\,e^{-\frac{\alpha^2-y^2}{2}}\right]\right\} \qquad (53)$$

unde:

$$x=\frac{T_0}{\sigma_0}$$

$$y=\frac{T^*}{\sigma_0}.$$

Cînd intensitatea defecțiunilor λ este mică, atunci α este mic și y este suficient de mare. În această situație:

$$\Phi(y)\to\frac{1}{2}$$

$$e^{-\frac{\alpha^2}{2}}\to 1-\frac{\alpha^2}{2}$$

și expresia (53) se simplifică:

$$T_m=T_0-\frac{\lambda\sigma_0^2}{2}.$$

Folosind formula (13) se obține expresia dispersiei :

$$D = \sigma^2 = \frac{2}{\lambda} T_m - T_m^2 - \frac{2}{\lambda} e^{\frac{x^2 - y^2}{2}} (x - y) \left\{ 0{,}4\, e^{-y^2} + \gamma \left(\frac{1}{2} + \Phi(y) \right) \right\} \quad (54)$$

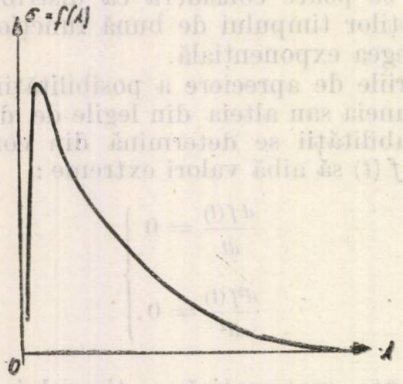


Fig. 17

În figura 17 se arată variația deviației medii pătratice față de durata medie de funcționare (σ) în funcție de intensitatea defectelor de tip avarie (λ).

La $\lambda = 0$, dispersia este determinată de legea normală :

$$\lim_{\lambda \to 0} D = \sigma_0^2$$

La creșterea lui λ, dispersia crește. Aceasta se explică prin creșterea numărului de defectări în prima parte a exploatării, provocate de avarii.

La valoarea $\lambda = \lambda_{cr}$, dispersia are o valoare maximă.

La creșterea mai departe a lui λ, dispersia scade, datorită faptului că scade importanța defecțiunilor provocate de îmbătrînire.

La $\lambda = \infty$, dispersia este nulă :

$$\lim_{\lambda \to \infty} D = 0$$

Pentru a defini legea de distribuție exprimată prin relația (50), este necesar să cunoaștem trei parametri : T_0, σ_0 și λ.

Parametrii T_0 și σ_0 caracterizează distribuția probabilităților timpului de bună funcționare în ce privește îmbătrînirea, iar parmetrul λ caracterizează defecțiunile determinate de avarii.

Practic, în timpul experimentărilor, este imposibil să se delimiteze defecțiunile după caracterul cauzei care le-a determinat (îmbătrînire sau avarie).

De aceea metodica determinării pe cale experimentală a parametrilor legii de distribuție trebuie să exludă necesitatea delimitării cauzei defecțiunilor.

Pe baza cercetărilor experimentale se pot determina însă statistic următoarele caracteristici :

$$T_m = \frac{\sum_{i=1}^{N} t_i}{N}; \quad (55)$$

$$D = \frac{\sum_{i=1}^{N} (t_i - T_m)^2}{N - 1}; \quad (56)$$

$$P(T) = \frac{N - n}{N} = \frac{S_T}{N}, \quad (57)$$

unde :

T_m, D și $P(T)$ reprezintă respectiv durata medie de funcționare, dispersia și probabilitatea de bună funcționare în momentul de timp T :

t_i — timpul pînă la apariția defectului i :

N — numărul elementelor care participă la experiențe ;

n — numărul elementelor care s-au defectat pînă în momentul de timp T :

S_T — numărul elementelor care în momentul de timp T continuă să funcționeze fără defecțiuni.

Pe de altă parte mărimile T_m, D și $P(T)$ se pot determina din ecuațiile (53), (54), și (47).

$$\left.\begin{aligned} T_m &= \frac{1}{\lambda} \left\{ 1 - e^{-\frac{x^2 - y^2}{2}} \left[\frac{1}{2} + \Phi(y) \right] \right\} \\ D &= \frac{2}{\lambda} T_m - T_m^2 - \\ &- \frac{2}{\lambda} e^{-\frac{x^2 - y^2}{2}} (x - y) \left\{ 0{,}4\, e^{-y^2} + y \left[\frac{1}{2} + \Phi(y) \right] \right\} \\ P(T) &= e^{-\lambda T} \left[\frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_0 - T}{\sigma_0} \right) \right], \end{aligned}\right\} \quad (58)$$

unde :

$$x = \frac{T_0}{\sigma_0} \quad \text{și} \quad y = x - \lambda \cdot \sigma_0.$$

Cunoscînd deci din experiență T_m, D, $P(T)$ și rezolvînd sistemul de ecuații (58), se vor determina parametrii legii de distribuție T_0, σ_0 și λ.

2.7.2. Legea generalizată de distribuție, care ține seama și de defecțiunile provocate de erorile de fabricație

Considerăm evenimentul C, care constă din defectarea unui produs (element, subansamblu sau sistem).

În afară de aceasta considerăm grupa completă de evenimente presupuse incompatibile:

A_1 — defectarea produsului din cauze erorilor de fabricație,
A_2 — idem, din cauza avariei,
A_3 — idem, din cauza îmbătrînirii,
A_4 — funcționarea fără defecțiuni.

În conformitate cu formula probabilității complete se poate scrie:

$$R(C) = R(A_1)\,R_{A_1}(C) + R(A_2)\,R_{A_2}(C) + \\ + R(A_3)\,R_{A_3}(C) + R(A_4)\,R_{A_4}(C) \qquad (59)$$

Deoarece:

$$R_{A_1}(C) = R_{A_2}(C) = R_{A_3}(C) = 1$$

$$R_{A_4}(C) = 0,$$

rezultă:

$$R(C) = R(A_1) + R(A_2) + R(A_3) \qquad (60)$$

Așadar pentru determinarea probabilității defectării produsului este necesar să cunoaștem posibilitățile defectărilor provocate de erorile de fabricație, de diferite avarii și respectiv de îmbătrînire.

După cum s-a arătat mai sus distribuția probabilității timpului de apariție a defecțiunilor produse de erorile de fabricație se apropie de distribuția normală (ramura descendentă a curbei lui Gauss), ceea ce este explicabil dacă ținem seama de caracterul producției elementelor pentru aparatura radioelectronică și a controlului lor.

De aceea vom admite că:

$$f_1(t) = \frac{1}{\sigma_0'\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t+T_0')^2}{2(\sigma_0')^2}}, \qquad (61)$$

unde T_0' și σ' sînt parametrii legii normale pentru care curba este deplasată spre stînga originii calculelor (fig. 18). Drept origină se ia începutul exploatării aparaturii.

În acest caz:

$$R(A_1) = Q_1(t) = \frac{1}{\sigma_0'\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{(t+T_0')^2}{2(\sigma_0')^2}} \cdot dt. \qquad (62)$$

Pentru distribuțiile probabilității timpului de apariție a defecțiunilor provocate de avarii și de îmbătrînire vom păstra aceleași considerații ca în paragraful precedent, adică:

$$R(A_2) = Q_2(t) = 1 - e^{-\lambda t} \qquad (63)$$

$$R(A_3) = Q_3(t) = \frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{(t-T_0)^2}{2\sigma_0^2}} \cdot dt \qquad (64)$$

Ținînd seama de relațiile (62), (63) și (64) ecuația (60) se poate prezenta sub forma:

$$R(C) = Q(t) = K_1(1 - e^{-\lambda t}) + \\ + \frac{K_2}{\sigma_0\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{(t-T_0)^2}{2\sigma_0^2}} dt + \frac{K_3 K_4}{\sigma_0'\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{(t+T_0')^2}{2(\sigma_0')^2}} \cdot dt, \qquad (65)$$

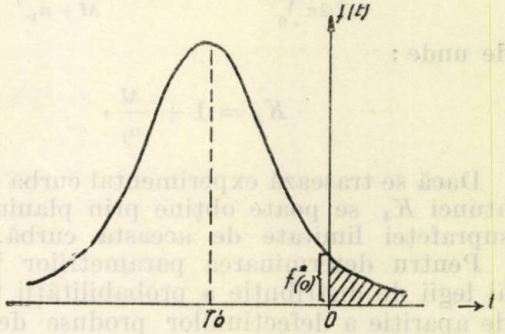


Fig. 18

unde K_1, K_2 și K_3 sînt factorii de normare (sau de pondere) și sînt legați între ei prin relația:

$$K_1 + K_2 + K_3 = 0 \qquad (66)$$

Notăm:

$N = n_1 + n_2 + n_3$ — numărul total de produse fabricate,
M — numărul de produse rebutate în procesul de producție;
$N - M$ — numărul de produse date în exploatare,
n_1 — numărul de produse care s-au defectat din cauza erorilor de fabricație,
n_2 — idem, din cauza avariilor,
n_3 — idem, din cauza îmbătrînirii.

În acest caz factorii de normare K_1, K_2 și K_3 sînt determinați de relațiile:

$$\left.\begin{aligned} K_1 &= \frac{n_1}{N-M} \\ K_2 &= \frac{n_2}{N-M} \\ K_3 &= \frac{n_3}{N-M} \end{aligned}\right\} \qquad (67)$$

Ținînd seama de ecuația (3) se poate scrie:

$$\frac{K_4}{\sigma_0'\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty e^{-\frac{(t+T_0')^2}{2(\sigma_0')^2}} \cdot dt = 1,$$

sau:

$$\frac{1}{K_4} = \frac{1}{\sigma_0'\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty e^{-\frac{(t+T_0')^2}{2(\sigma_0')^2}} \cdot dt \qquad (68)$$

Integrala din membrul al doilea al ecuației (68) este numeric egală cu proporția defecțiunilor produse de erorile de fabricație în perioade de exploatare, adică :

$$\frac{1}{\sigma_0'\sqrt{2\pi}}\int_0^{\infty} e^{-\frac{(t+T_0')^2}{2(\sigma_0')^2}}dt = \frac{n_1}{M+n_1}, \qquad (69)$$

de unde :

$$K_4 = 1 + \frac{M}{n_1}, \qquad (70)$$

Dacă se trasează experimental curba din (69), atunci K_4 se poate obține prin planimetrarea suprafeței limitate de această curbă.

Pentru determinarea parametrilor T_0' și σ_0' ai legii de distribuție a probabilității timpului de apariție a defecțiunilor produse de erorile de fabricație, notăm cu $f^*(0)$ ordonata curbei acestei distribuții la $t = 0$ (începutul exploatării) :

$$f(0) = \frac{1}{\sigma_0'\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{T_0'}{\sigma_0'}\right)^2}. \qquad (72)$$

Din ecuațiile (68) și (72) se pot deduce parametrii T_0' și σ_0', cunoscînd pe bază experimentală mărimile K_4 și $f^*(0)$.

Astfel, din relația (71) se obține :

$$\left(\frac{T_0'}{\sigma_0'}\right)^2 = -2\ln[\sigma_0' f^*(0)\sqrt{2\pi}]. \qquad (72)$$

Ecuația (68) se poate prezenta sub forma :

$$\frac{1}{K_4} \approx \frac{1}{2} - \frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}}\int_{-T_0'}^{0} e^{-\frac{(t+T_0')^2}{2(\sigma_0')^2}}dt \qquad (73)$$

Notînd :

$$x = \frac{t + T_0'}{\sigma_0'}$$

și schimbînd limitele de integrare, se obține :

$$\frac{1}{K_4} \approx \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_0^{\frac{T_0'}{\sigma_0'}} e^{-\frac{x^2}{2}}dx = \frac{1}{2} - \Phi\left(\frac{T_0'}{\sigma_0'}\right), \qquad (74)$$

de unde :

$$\Phi\left(\frac{T_0'}{\sigma_0'}\right) = \frac{1}{2} - \frac{1}{K_4}. \qquad (75)$$

Ținînd seamă de ecuația (72), ecuația (75) se transformă într-o ecuație cu o singură necunoscută (σ_0') :

$$\Phi\left(\sqrt{-2\ln[\sigma_0' f^*(0)\sqrt{2\pi}]}\right) = \frac{1}{2} - \frac{1}{K_4}. \qquad (76)$$

Deci din sistemul de ecuații (75) și (76) se pot determina parametrii T_0' și σ_0'.

Timpul T_a pentru antrenamentul elementelor sau al aparaturii se va putea determina din condiția

$$T_a = 3\sigma_0' - |T_0'|. \qquad (77)$$

(continuare în nr. viitor)

Ing. **BOERESCU CEZAR**

Probleme puse de planul de frecvențe al translatoarelor de televiziune

Modelul de translator de televiziune de 20 W, omologat în țara noastră, ca și modelul de translator de 2 W, aflat în curs de elaborare, folosește o singură schimbare de frecvență. Este evident că în aceste condiții nu se poate realiza translația din orice canal de televiziune în orice alt canal și prin urmare la atribuirea de frecvențe de emisiune pentru noile translatoare ce se instalează apar însemnate restricții, care pot duce uneori pînă la imposibilitatea de a găsi o soluție.

În lucrările grupei IV de studii a OIRT această problemă a fost doar atinsă (chestiunea 14 —IV, recomandarea provizorie 2 —IV —1962, un document TK-IV-16 al R. P. Polone) și nu s-a ajuns la elaborarea unor principii normative. Se consemnează imposibilitatea translației pe canalul adiacent, iar celelalte limitări propuse de documentul polonez nu sînt însoțite de o motivare.

Pentru noi rezolvarea acestei probleme este deosebit de actuală, deoarece, pentru a completa acoperirea țării cu un program de televiziune, trebuie instalate circa 160 stații de translație, și aceasta cît mai curînd, iar în fiecare zonă din țară numărul de canale de emisiune admisibile — în funcție de nivelul emisiunilor stațiilor din apropiere — este foarte limitat (1 — 3 canale în general).

Un translator poate fi perturbat din cauza sistemului său de frecvențe (canal de recepție și canal de emisiune) în special în două moduri : a) prin pătrunderea în banda de recepție, cu intensitate suficient de mare, a unor semnale nedorite și neeliminabile ulterior și b) prin generarea în etajul de amestec a unor semnale nedorite, intrînd în banda frecvențelor de emi-

230 MHz
Recepție
220
210
200
190
180
170
160
110
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
y=4x
y=3x
y=2x
y=1/2 x
y=1/3 x
y=1/4 x
2→7,2l-r
4→6,3l-r
3→8,3l-r
2→3,2r-2l
2→5,2r-l
5→8,3l-r
1 ↔ 3
1 ↔ 4
1 ↔ 5
1 ↔ 9, 1 ↔ 10, 1 ↔ 11, 1 ↔ 12
2 ↔ 3
2 ↔ 4
2 ↔ 5
2 ↔ 6, 2 ↔ 12
3 ↔ 5, 6 ↔ 8
7 ↔ 9, 8 ↔ 10, 9 ↔ 11, 10 ↔ 12, 3 ↔ 6, 4 ↔ 7, 5 ↔ 8,
3 ↔ 7, 4 ↔ 8, 5 ↔ 9
3 ↔ 8, 4 ↔ 9, 5 ↔ 10
4 ↔ 6, 5 ↔ 7
5 ↔ 6
6 ↔ 9, 7 ↔ 10, 8 ↔ 11, 9 ↔ 12
6 ↔ 10, 7 ↔ 11, 8 ↔ 12
6 ↔ 11, 7 ↔ 12,
6 ↔ 12
(2↔6)
1 (2↔12)
1 (1↔10)
1 (1↔11)
1 (1↔12)
Emisiune
MHz

siune cu o intensitate suficient de mare. Dacă s-ar recurge la două schimbări de frecvență, această a doua categorie de perturbări s-ar

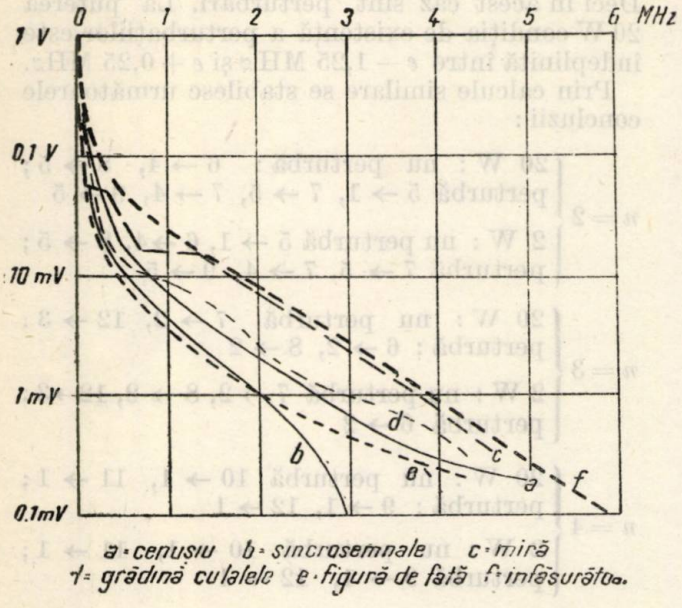


Fig. 1

putea evita în măsură considerabilă prin alegerea judicioasă a frecvenței intermediare.

Pentru a studia posibilitățile de perturbare citate, trebuie cunoscute pe de o parte combinațiile de frecvențe posibile, pe de altă parte nivelele de semnal ce le corespund și eventualele atenuări care mai intervin sau care pot fi introduse. Pentru studierea primului aspect propunem o diagramă de genul diagramei Bedford, în care pe abscise se trec frecvențele de emisiune, pe ordonate frecvențele de recepție, iar fiecare combinație de canale recepție-emisiune se localizează sub forma unei căsuțe patrate de 8 MHz × 8 MHz. Putem analiza și aspectul al doilea dacă, în baza unei repartiții spectrale, stabilim nivelul relativ al fiecărei componente, iar atunci cînd determinăm locul componentei în căsuța din diagramă luăm în considerare și nivelul de protecție recomandat în acel loc al spectrului.

Repartiția spectrală a semnalelor de televiziune complexe este amplu studiată în cărțile de specialitate. Astfel, după Fink, nivelele absolute pentru un semnal video complex de 1 V au înfășurătoarele din figura 1 (impulsuri de sincronizare singure, tablou cenușiu, mire, imaginea unei grădini etc.). Putem admite că la 250 kHz depărtare de purtătoare semnalele sînt cu 20 dB mai slabe decît aceasta, la 1 MHz cu peste 30 dB, la 2 MHz cu peste 40 dB, iar scăderea continuă spre frecvențe înalte în același ritm. Se poate trage concluzia că în practică numai purtătoarea și banda de frecvențe învecinate au nivel suficient ca să provoace perturbații; mijlocul canalului ajunge în general să aibă influențe neglijabile. Cît despre purtătoarea de sunet, ea este cu 3 —7 dB mai slabă (5 dB de obicei) decît cea de imagine și are în jurul ei un spectru concentrat pe ±125 kHz.

Comisia de experți de la Cannes, care a pregătit în 1960 bazele planului european de repartiție a canalelor de emisiune pe unde decimetrice și metrice, a stabilit că protecția necesară pentru ca un semnal perturbator să nu afecteze o imagine de televiziune este în dB, în funcție de poziția perturbatorului față de purtătoarea imaginii, cea dată în figura 2.

Se remarcă diferența mică între cazul cînd perturbatorul este un semnal de televiziune propriu-zis — și deci nivelul său median este mai mic decît nivelul nominal, în schimb banda este largă — și cazul cînd acesta este un semnal oarecare — egal cu valoarea nominală, dar de bandă îngustă. Protecția necesară este cu 26 —35 dB mai modestă la marginile benzii decît în jurul purtătoarei. Pe figură se vede și porțiunea care trebuie protejată pentru a nu afecta sunetul (între 6,25 și 6,75 MHz).

În cele ce urmează vom nota frecvențele purtătoarelor imagine, la recepție și la emisiune, respectiv cu r și e, frecvențele purtătoarelor sunet respectiv cu r' și e', iar frecvența oscilatorului local cu 11.

1. PERTURBĂRI LA RECEPȚIE

Conform normelor noastre interne, cîmpul quasiminim recepționat pentru a face să funcționeze un translator este de 0,5 mV/m, iar cu o antenă de recepție obișnuită tensiunea aplicată la intrare, pe 75 Ω, este în aceste condiții de ordinul 0,5 mV. Aceasta înseamnă o pu-

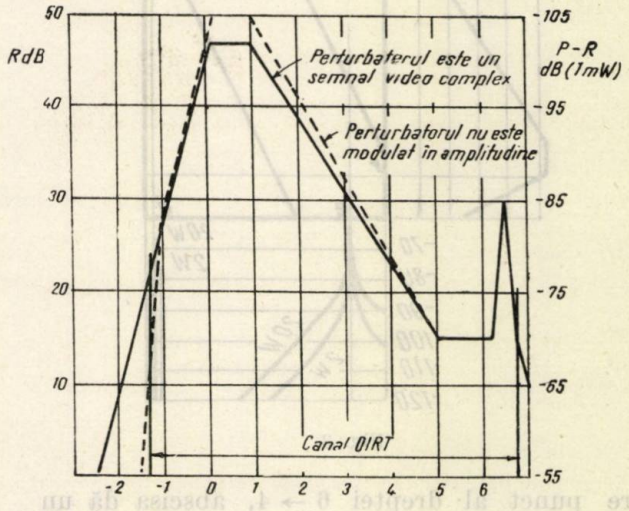


Fig. 2.

tere a semnalului util P de circa 3.10^{-9} W. Un perturbator din aceeași bandă, pentru a nu afecta calitatea translației, trebuie să sosească

la intrarea în receptor la un nivel cu R dB mai mic — unde R este dat în figura 2. În figura 2 sînt notate, de aceea, și valorile în dB ale mărimii $P - R$ raportată la 1 mV.

O armonică n a propriei frecvențe de emisiune, ne sau ne', emisă cu un nivel N, suferă o atenuare (decuplaj) A de la antena de emisiune pînă la cea de recepție. Respectînd Regulamentul Radiocomunicațiilor, N este cu 40 dB mai mic decît puterea emisă, adică, în dB față de 1 mW, + 3 dB pentru stația de 20 W și — 7 dB pentru cea de 2 W pentru orice frecvență ne; pentru ne' aceste valori devin, respectiv, — 2 dB și — 12 dB. Pentru frecvențele din mijlocul canalului, de forma n (e + 2 MHz), reies conform figurii 1 valori respectiv mai mici decît — 37 dB și — 47 dB. Decuplajul A este constituit din atenuarea de propagare în spațiul liber (20 —30 dB dacă antenele sînt judicios amplasate) și din atenuările lor față — spate (cîte 20 dB atenuare este o valoare realizabilă). Așadar se poate lua A = 65 dB. Condiția ca să existe o perturbare este:

$$N - A > P - R.$$

Cazurile de perturbări posibile se găsesc pe diagramă ducînd dreptele $y = nx$ (n = 2,3,4,5 ....); căsuțele tăiate de aceste drepte indică unde ar putea fi perturbări.

Pentru n = 2 se găsesc: 5 → 1; 6 → 4; 7 → 4; 7 → 5; 8 → 5; 9 → 5. În figura 3 sînt detaliate două cazuri oarecare: 6 → 4 și 7 → 5.* De-a lungul axei ordonatelor este reprezentat ca o funcție de frecvență $P - R$, de-a lungul axei absciselor $N - A$. Se constată că pentru fie-

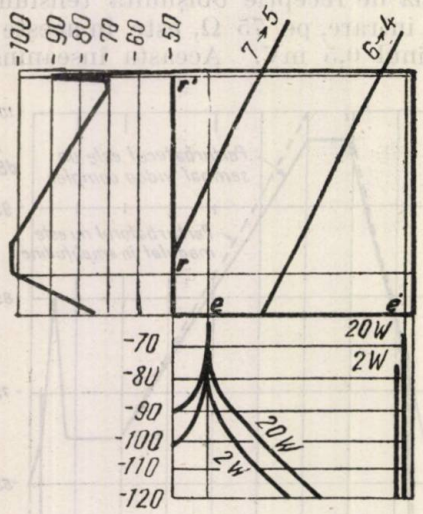


Fig. 3

care punct al dreptei 6 → 4, abscisa dă un $N - A$ mai mic decît $P - R$ dat de ordonată. Deci nu sînt perturbări. Pentru dreapta 7 → 5 și puterea 2 W, $N - A > P - R$ de exemplu în dreptul purtătoarei imagine e. Deci în acest caz sînt perturbări. La puterea 20 W condiția de existență a perturbațiilor este îndeplinită între e — 1,25 MHz și e + 0,25 MHz.

Prin calcule similare se stabilesc următoarele concluzii:

$n = 2$
- 20 W: nu perturbă: 6 → 4, 8 → 5; perturbă 5 → 1, 7 → 5, 7 → 4, 9 → 5
- 2 W: nu perturbă 5 → 1, 6 → 4, 8 → 5; perturbă 7 → 5, 7 → 4, 9 → 5

$n = 3$
- 20 W: nu perturbă 7 → 2, 12 → 3; perturbă: 6 → 2, 8 → 2
- 2 W: nu perturbă 7 → 2, 8 → 2, 12 → 3; perturbă 6 → 2

$n = 4$
- 20 W: nu perturbă 10 → 1, 11 → 1; perturbă: 9 → 1, 12 → 1
- 2 W: nu perturbă 10 → 1, 11 → 1; perturbă 9 → 1, 12 → 1

Purtătoarele din canalele adiacente canalului recepționat (sunetul canalului inferior și imaginea celui superior) pot fi uneori foarte puternice și nu sînt filtrate, intrarea de radiofrecvență a translatorului trebuind să fie puțin selectivă. Ele nu influențează însă direct emisiunea ci numai prin frecvențele de combinație pe care le pot genera în etajul de amestec.

Din cauza slabei selectivități și a acestor posibilități de combinații în etajul de amestec este exclusă folosirea canalelor adiacente pentru emisiune și recepție.

În diagramă au fost însemnate prin litera R căsuțele unde apar perturbații la recepție, pentru puterea de 20 W și prin X căsuțele $e = r$ și cele adiacente.

2. PERTURBĂRI ÎN ETAJUL DE AMESTEC

Etajul de amestec este prin natura lui nelinear (tub cu pantă variabilă) și, dacă i se aplică semnale distincte s_1, s_2... el creează toate combinațiile $n_1 s_1 \pm n_2 s_2 \pm \ldots$ În genere, caracteristica unui tub cu pantă variabilă, în zona de lucru, se poate scrie sub forma $i_a = \varkappa_1 u_g + \varkappa_2 u g^2 + \ldots + \varkappa_n u g^n + \ldots$

Este recomandabil să se folosească drept schimbător de frecvență un montaj în inel cu două tuburi, atacate pe grilă de semnalul util în antifază, iar de oscilatorul local în fază. Circuitul anodic transferă prin transformator numai componentele semnalului distorsionat, care apar în anodele celor două tuburi în antifază. Oscilatorul local și armonicele sale, adică cele mai puternice componente, nu se transferă și de asemenea nu se transferă componentele în care semnalul util apare numai sub forma de

* Căsuța pătrată corespunde în primul caz căsuței a patra de pe rîndul 6 de jos pe diagramă, pe care dreapta $y = 2x$ o taie. În al doilea caz corespunde, la fel, căsuței a cincea de pe rîndul 7 din diagramă.

armonici pare. Presupunînd că tuburile au caracteristici identice și că semnalele pe grilă sînt riguros egale:

$$u_{ga} = u_l + u \qquad u_{gb} = u_l - u$$

$$i_a = \varkappa_1 (u_{ga} - u_{gb}) + \chi_2 (u_{ga}^2 - u_{gb}^2) + \\ + \varkappa_3 (u_{ga}^3 - u_{gb}^3) + \dots$$

unde u_l este tensiunea oscilatorului local, iar u semnalul util.

Rezultă evident

$$i_a = \varkappa_1 \cdot 2u + \varkappa_2 \cdot 4\, u_l \cdot u + \varkappa_3 (6u_l^2 \cdot u + 2u^3) + \\ + \varkappa_4 (8u_l^3 \cdot u + 8u_l u^3) \\ + \varkappa_5 (10\, u_l^4 \cdot u + 20\, u_l^2 \cdot u^3 + 2\, u^5) + \dots$$

Coeficienții depind de tubul ales; în orice caz ei scad rapid cu creșterea rangului. În cazul unei caracteristici exponențiale $\frac{\varkappa n}{2\varkappa_2} \sim \frac{1}{n!}$. Termenii cu $n > 5$ rămîn cu peste 40 dB mai mici decît termenul util (în $\varkappa_2$) deci pot fi neglijați.

Neglijînd relațiile de fază, putem scrie $u = k\cos r + k' \cos r' + \dots$ Aici k este raportul între tensiunea de semnal util și tensiunea dată de oscilatorul local, de ord. 0,03; k' se referă la subpurtătoarea de sunet și este egal cu 0,6 k. În fine, $r' = r + 6{,}5$.

Termenul în $\varkappa_1$ nu are nici un efect. Termenul util este $\varkappa_2 . 4\, u_l . u$, care devine $2\, k\, \varkappa_2$ [cos $(r + l)$ + cos $(r - l) + \frac{k'}{k} \cos (r' + l) + \frac{k'}{k}$ cos $(r' - l) + \dots$]. Perturbațiile sînt provocate de unde produse din dezvoltarea termenilor în $\varkappa_3$, $\varkappa_4$, $\varkappa_5$. Pentru a le putea evalua, vom împărți prin coeficientul $2k\, \varkappa_2$ al termenului util. Atunci:

$$T_3 = \frac{\varkappa_3}{\varkappa_2}\left[3\cos^2 l + \left(\cos r + \frac{b'}{k}\cos r' + \right.\right. \\ \left.\left. + \dots\right)^2 k^2\right] \times \left(\cos r + \frac{k'}{k}\cos r' + \dots\right) = \\ = \frac{\varkappa_3}{\varkappa_2}\left[\frac{3\,(2 + k^2 + 2k'^2)}{4}\cos r + \frac{3\,(2 + k'^2 + 2k^2)}{4}\cos r' + \right. \\ + \frac{3\,kk'}{4}\cos (r - 6{,}5) + \frac{3\,k'^2}{4}\cos (r' + 6{,}5) + \\ + \frac{k^2}{4}\cos 3r + \frac{3kk'}{4}\cos (2r + r') + \\ + \frac{3\,k'^2}{4}\cos (r + 2r') + \frac{k'^3}{4\,k}\cos 3r' + \\ + \frac{3}{4}\cos (2l - r) + \frac{3}{4}\cos (2l + r) + \\ \left. + \frac{3}{4}\frac{k'}{k}\cos (2l - r') + \frac{3}{4}\frac{k'}{k}\cos (2l + r') \dots\right];$$

$$T_4 = \frac{4\varkappa_4}{\varkappa_2}\left[\cos^3 l \left(\cos r + \frac{k'}{k}\cos r' + \dots\right) + \right. \\ \left. + k^2 \cos l \left(\cos r + \frac{k'}{k}\cos r'\right)^3\right] = \\ = \frac{\varkappa_1}{\varkappa_2}\left[\frac{3}{2}(1 + 2k'^2 + k^2)\left(\cos (l - r) + \right.\right. \\ \left.\left. + \cos (l + r)\right) + \frac{3}{2}(1 + 2k^2 + k'^2) + \right. \\ + \frac{k'}{k}\left(\cos (l - r') + \cos (l + r')\right) + \frac{1}{2}\cos (3l - r) + \\ + \cos (3l + r) + \frac{k'}{2k}\left(\cos (3l - r') + \right. \\ \left. + \cos (3l - r') + \cos (3l - r')\right) + \\ + \frac{k^2}{2}\left(\cos (3r + l) + \cos (3r - l)\right) + \\ + \frac{k'^3}{2k}\left(\cos (3r' - l) + \cos (3r' + l)\right) + \\ + \frac{3kk'}{2}(\cos (l - 2r - r) + \cos (l + 2r') + \\ + \cos (l - 2r + r') + \cos (l + 2r + n)) + \\ + \frac{3\,k'^2}{2}(\cos (l - 2r - r) + \cos (l + 2r' - r) + \\ \left. + \cos (l - 2r' + r) + \cos (l + 2r' + r)) + \dots\right].$$

Evident, dintre aceste numeroase componente, numai cele care intră în intervalul $(e - 1{,}5 \dots e + 6{,}5)$ al canalului de emisiune pot fi considerate perturbatoare. De la început se exclud, deci, termenii în $r+l$, $r-l$, $r'+l$, $r'-l$, deoarece aceștia sau se confundă cu termenii utili, sau ies afară din bandă, ca fiind frecvențe-oglindă.

Pentru a constata dacă termenii în $3r$, $2r+r'$, $2r'+r$, $3r'$ sînt periculoși, trasăm pe diagramă dreapta $y = \frac{1}{3}$ și însemnăm pe ea, pentru fiecare canal, punctele de ordonate r, $\frac{2r + r'}{3}$, $\frac{2r' + r}{3}$, r'. Dacă ele cad în interiorul unei căsuțe, translația care corespunde acelei căsuțe este perturbată. Gradul de perturbare se stabilește scriind condiția $M \leqslant R$, unde $M = -20 \log \left(\frac{\varkappa_n}{\varkappa_2} \varnothing\right)$ și prin $\varnothing$ am notat coeficientul termenului respectiv, în interiorul parantezei. Acesta cuprinde un k^2 sau kk', k'^2, $\frac{k'^3}{k}$.

Se observă ușor că, deoarece $-20 \log k^2 \sim \sim 60$ dB, termenii care cuprind pe k^2, kk', k'^2, $\frac{k'^3}{k}$ nu au practic nici o importanță, fiind foarte slabi.

Rămîn termenii în $\alpha l + \beta r + \beta' r'$. Tot din considerente de compatibilitate cu intervalul $[e - 1{,}5 \ldots e + 6{,}5]$ se exclud combinațiile în care α, β, β, sînt toți pozitivi. În cazul drepte punctele pentru care trebuie analizate condițiile de perturbare sînt cele care au ca ordonate r, r', $\frac{2r + r'}{3}$, $\frac{r + 2r'}{3}$ etc.; dacă într-o

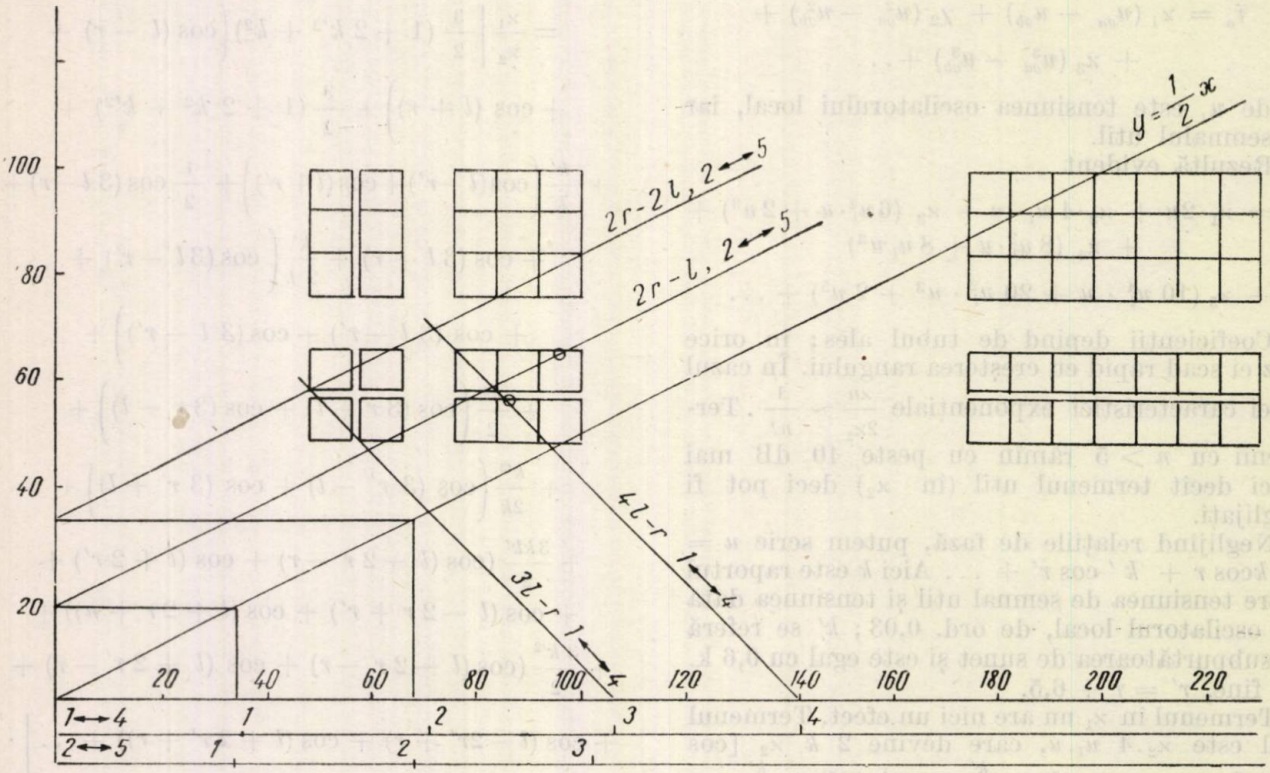


Fig. 4

translației superioare ($e = r + l$) rămîn numai termeni de forma :

$2l - r \quad 2l - r' \quad [2r - l \quad r + r' - l \quad 2r' - l]$
$3l - r \quad 3l - r' \quad 3r - l \quad 2r + r' - l \quad r + 2r' - l \quad 3r' - l$

În cazul translației inferioare ($e = r - l$) rămîne :

$$2l - r \qquad 2l - r'$$
$$3l - r \qquad 3l - r'$$

Termenii din croșetă nu apar în dezvoltările citate.

Reprezentarea grafică a acestor termeni pe diagrama noastră este mai dificilă. În partea de jos a diagramei am notat, de-a lungul unor orizontale, poziția frecvențelor oscilatorilor locali și armonicelor lor. Pentru termenii $nl - r$ (r') vom duce, din punctul de pe axa absciselor corespunzînd lui nl, o paralelă la dreapta $y = -x$ (vezi fig. 4) și vom urmări dacă intersectează căsuțele din diagramă corespunzătoare valorii lui 1 de la care am pornit. Pentru termenii $nr - l$ ($nr' - l$ etc.) vom duce o verticală pînă la intersecția cu $y = \frac{x}{n}$, apoi din acest punct o orizontală pînă la axa ordonatelor și de aici o paralelă la $y = \frac{x}{n}$. Pe aceste căsuță intersectată nu intră nici unul din aceste puncte, perturbațiile sînt neglijabile.

Planul de frecvențe al OIRT dă loc la un număr extrem de mare de frecvențe de oscilatori locali distincte (în treacăt fie spus, dacă frecvențele limite ale canalelor ar fi fost multipli de 8 — de exemplu 64 —72 —80 —88 —96 — —104; 176 —184 —192 —200 —208 —216 — 224 —232 — atunci marea majoritate a perturbațiilor ar fi fost ineficiente); putem limita numărul încercărilor grafice observînd că aproximațiile :

$$2l - r \sim e \qquad 3l - r \sim e \qquad 3r - l \sim e$$

devin, înlocuind respectiv $l = e - r$ sau $l = r - e$,

$$e \sim 3r \qquad e \sim 2r$$

și

$$3e \sim r \qquad 2e \sim r$$

Așadar nu trebuie încercate decît combinațiile din vecinătatea dreptelor $y = \frac{x}{3}$, $y = \frac{x}{2}$, $y = 3x$, $y = 2x$, adică :

1↔4; 1↔5; 3↔6; 4↔6; 4↔7; 4↔8; 5↔6; 5↔7; 5↔8; 5↔9, 5↔10; 1↔6; 2↔6; 2↔7; 2↔8; 2↔9.

Pe această cale se determină următoarele cazuri de perturbații posibile:

$4 \to 6$ $(3l - r')(2r' + r - l)$

$6 \to 4$ $(3l - r')$

$5 \to 8$ $(3l - r')(2r' + r - l)$

$8 \to 5$ $(3l - r')$

$5 \to 7$ $(3r - l)$

$2 \to 7$ $(2l - r)(2l - 1r')$

$7 \to 2$ $(2l - r)(2l - r')$.

Vom verifica dacă perturbarea are loc efectiv sau nu pe baza condiției de perturbare $M \leqslant R$. Combinațiile $3l - r$, $3l - r'$, $2l - r$, $2l - r'$ nu cuprind pe k, așa că sînt puternice. Putem spune, fără o analiză mai profundă, că perturbările produse sînt puternice. Dimpotrivă, termenul $3r - l$ cuprinde k^2, așa încît combinația $5 \to 7$ va fi perturbată într-o măsură neglijabilă.

Perturbațiile de acest fel sînt notate în diagramă cu M.

În realitate lucrurile se petrec într-un mod mai complicat. Mai întîi, deoarece nu se poate realiza și menține, în exploatare, un atac riguros simetric al celor două tuburi ale schimbătorului de frecvență, nu putem scrie $u_{ga} = u_l + u$, $u_{gb} = u_l - u$ decît cu anumită aproximație, în realitate $u_{ga} = u_l + u$, $u_{gb} = u_l - \rho u$ $(\rho \sim 1)$.

În al doilea rînd, tuburile nefiind identice, coeficienții $\varkappa$ ai celor două tuburi diferă și termenii dezvoltării capătă forma $\varkappa_n (u_{ga}^n - \sigma u_{gb}^n)$ $(\sigma \sim 1)$.

Prin urmare anularea termenilor care cuprind numai armonice ale oscilatorului local sau combinații de frecvențe în care apar multipli pari ai frecvențelor utile nu este integrală. Dezvoltarea reală în serie are forma:

$$i_a = \varkappa_{10} u_l + \varkappa_{11} u + \varkappa_{20} u_l + \varkappa_{21} u_l u + \varkappa_{22} u^2 + \varkappa_{30} u_l^3 + \varkappa_{31} u_l^2 u + \varkappa_{32} u_l u^2 + \varkappa_{33} u^3 + \varkappa_{40} u_l^4 + \varkappa_{41} u_l^3 4 + \ldots$$

Nu are rost să intrăm în detalii asupra mărimii, greu de determinat, a coeficienților; este evident că, dacă al doilea indice este par, coeficientul este cu atît mai mic cu cît tuburile sînt mai asemănătoare și montajul mai bine simetrizat. Pentru a aprecia mărimea relativă a termenilor, ne raportăm, ca și pînă acum, la coeficientul termenului util: $\varkappa_{21} u_l u = k \frac{\varkappa_{21}}{2}$ $\left\{\cos(l - r) + \cos(l + r) + \frac{k'}{k}\cos(l - r') + \frac{k'}{k}\cos(l + r') + , \ldots\right\}$. Apariția lui k în coeficient va face ca, raportînd toți termenii la cel de mai sus:

— toți termenii cu indicele al doilea 0 să capete un k la numitor, așadar să aibă coeficienți foarte mari;

— toți termenii cu indicele al doilea 1 să nu cuprindă pe k, așadar mărimea lor relativă să depindă exclusiv de mărimea raportului $\frac{\varkappa_{n1}}{\varkappa_{21}}$;

— toți termenii cu indicele al doilea 2 să cuprindă pe k la puterea întîi, așadar să aibă o atenuare inițială de ord. 30 dB;

— în fine, toți ceilalți termeni să cuprindă pe k la puteri mai mari și din acest motiv să fie neglijabil de mici.

Prin urmare, asimetria inevitabilă a montajului ne conduce să semnalăm următoarele cazuri suplimentare pe perturbări:

— Perturbări datorite armonicelor oscilatorului local; le recunoaștem urmărind pe verticala fiecăreia din armonicile indicate pe orizontalele din dreptul diagramei, dacă se intersectează sau nu vreuna din căsuțele corespunzătoare oscilatorului local în cauză. Astfel sînt:

fundamentala: $6 \to 4$; $8 \to 5$
armonica II: $3 \to 1$; $4 \to 6$; $5 \to 8$
„ III: $1 \to 3$
„ IV: $5 \to 3$
„ VI: $3 \to 5$; $12 \to 8$
„ VII: $8 \to 12$
„ VIII: $11 \to 8$
„ IX: $8 \to 11$
„ XI: $8 \to 6$
„ XII: $6 \to 8$; $10 \to 8$
„ XIII: $8 \to 10$; $12 \to 10$
„ XIV: $10 \to 12$

Părerea noastră este că, deși experimental s-au observat perturbări pînă și din cauza armonicilor celor mai ridicate, aceasta nu este o situație normală și o mai bună reglare a etajului de amestec ar putea-o evita. În special, alegerea punctului de funcționare și reglarea fină a tensiunilor de atac reprezentînd doi parametri, s-ar putea atinge o situație în care pe de o parte schimbarea de frecvență să aibă un randament cît mai bun, pe de altă parte armonica supărătoare a oscilatorului local să se anuleze.

— Perturbări datorite componentelor de forma $\varkappa_{n2} u_l^{n-2} u^2$; deoarece coeficienții $\varkappa$ rămîn destul de mici pentru $n > 4$, vom analiza numai cazurile $\varkappa_{32} u_l u^2$ și $\varkappa_{42} u_l 2 u^2$.

Primul dă combinații de frecvențe de formele $\pm l \pm 2r$, $\pm l \pm r \pm r'$, $\pm l \pm 2r'$. Al doilea dă combinații $\pm 2l \pm 2r$, $\pm 2l \pm r \pm \pm r'$, $\pm 2l \pm 2r'$. Excluzînd incompatibilitățile, rămîn: dacă $e = r + l$;

combinațiile $2r - l$, $2r' - l$, $r + r' - l$, $2l + 6{,}5$, $2l - 6{,}5$, $2r - 2l$, $2r' - 2l$, $r + r' - 2l$

dacă $e = r - l$;

combinațiile $l + 6{,}5$, $l - 6{,}5$, $2l + 6{,}5$, $2l - 6{,}5$.

Reprezentarea grafică se face ca și pentru funcțiile similare $\alpha l + \beta r$ întîlnite anterior. Cazurile $l \pm 6{,}5$, $2l \pm 6{,}5$ se urmăresc ușor

pe verticalele punctelor însemnate în partea de jos a diagramei.

În diagrama alăturată, toate cazurile introduse de această depărtare de la construcția schimbătorului de frecvență ideal sînt notate cu ? (pentru oscilatorul local ? L, pentru combinațiile

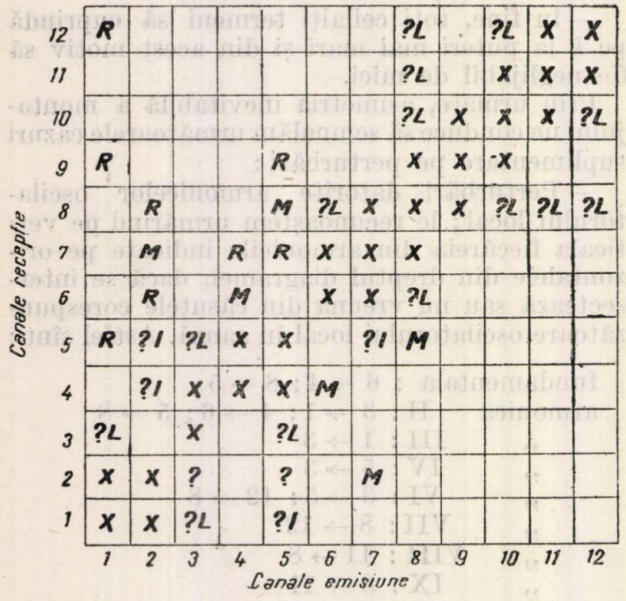


Fig. 5

$l \pm 6{,}5$ $2l \pm 6{,}5$ $?I$). Despre gravitatea acestor perturbații nu putem ști nimic; ele pot să difere ca intensitate de la caz la caz și în funcție de schimbarea unui tub. Totuși, față de termenul util, există o atenuare de cel puțin 30 dB din cauza unui k, încît factorul u_{n2} trebuie să mai introducă cel mult 17 dB atenuare. Acolo unde chiar și fără acești 17 dB se satisface condiția $M \geqslant R$, semnul ? n-a mai fost pus (de exemplu acolo unde frecvența perturbatoare cade la 6,25 MHz deasupra frecvenței purtătoare imagine).

3. PERTURBĂRI PROVOCATE DE CANALELE VECINE.

Deși normele de la Cannes atestă recepția neperturbată a unui canal de televiziune în prezența unui cîmp cu 2 dB mai puternic pe canalul vecin — folosind în acest scop selectivitatea receptorului și discriminarea de antenă —, în cazul translatoarelor selectivitatea este prea slabă.

Mai ales în afara benzii utile asimetriile de caracteristici pot fi puternice și primii termeni străini care apar sînt de forma $\varkappa_{n1} u_l^{n-1} u_v$ unde u_v cuprinde, de exemplu purtătoarea de imagine a canalului vecin superior sau purtătoarea de sunet a canalului vecin inferior. Așadar, în cazurile în care două canale vecine se pot recepționa relativ puternic într-un amplasament dat, înainte de instalarea translatorului vor trebui efectuate verificări, asupra combinațiilor de frecvențe de tipurile

$$\pm 2l \pm r_v, \quad \pm 2l \pm r'_v$$
$$\pm 3l \pm r_v, \quad \pm 3l \pm r'_v .$$

Ele nu au mai fost figurate pe diagrama alăturată. Se înțelege că figurarea lor n-ar fi fost grea, înlocuind $r_v = r + 8$, $r'_v = r - 1{,}5$. În cazul cînd este risc de astfel de perturbații (exemplu între regiunile Cluj și Maramureș, Cluj și Hunedoara, Oltenia și nordul Bulgariei) trebuie luate măsuri speciale de discriminare cu ajutorul antenelor de recepție ale translatorului sau folosind un translator cu două schimbări de frecvență.

Recapitulînd (fig. 5) constatăm că din 144 căsuțe ale diagramei, au rămas libere 80 (56%), au semnul ? 20 și numai 44 (30%) sînt efectiv și iremediabil anulate.

Am arătat mai sus că numărul de canale de emisiune utilizabile în diverse puncte ale țării este de 1 ... 3 în genere. Un calcul de probabilitate simplu ne arată că probabilitatea de a putea găsi o combinație de frecvențe pentru un translator într-o zonă restrînsă este de ordinul a 70... 99%. Dacă, însă, într-o astfel de zonă, sînt necesare două translatoare destul de apropiate ca să se perturbe reciproc, probabilitatea de a găsi o rezolvare scade la valori între 0 și 93%. Este neîndoielnic că vor fi destule cazuri în care translatoarele de tipul cu o singură schimbare de frecvență să se dovedească nesatisfăcătoare și să se impună soluția dublei schimbări de frecvență.

Notă: Examinînd un prospect de translatoare al firmei Telefunken, am constatat că, utilizînd planul de frecvențe vest-european (extremitățile canalelor în MHz sînt 47—54—61—68; 174—181—188—195—202—209—216—223) și folosind o singură schimbare de frecvență de nivel mijlociu (după 4 etaje de amplificare cu c.a.v. în bandă de recepție) aceste translatoare permit orice fel de combinații de frecvențe cu excepția:

— canalelor adiacente ($e = r \pm 7$)
— armonicilor frecvenței de emisiune ($r \simeq ne$)
— armonicilor frecvenței de recepție ($e \simeq 3r$)
— combinațiilor de ordinul 3 ($e \sim 2l - r$).

În particular nu sînt evitate armonicile oscilatorului local $e \sim nl$, $n = 5, 6, 13, 14, 15$. Așadar este de crezut că s-a realizat o bună simetrie a modulatorului.

Din 100 de combinații (10 canale), 54 sînt posibile (deci un procentaj mai slab decît în cazul planului nostru).

Ing. MIHAI N. POPESCU

Un amplificator telefonic cu tranzistoare pentru niveluri mici

Amplificatorul este destinat amplificării semnalelor telefonice în banda supravocală de la 4,6—7,7 kHz şi poate fi utilizat la echipamentele de curenţi purtători.

1. PRINCIPII GENERALE

Amplificatoarele telefonice pentru semnale mici funcţionează în mod obişnuit cu niveluri cuprinse de la —5 la —1 N şi au nevoie de performanţe deosebit de bune mai ales în ceea ce priveşte distorsiunile neliniare şi de intermodulaţie, stabilitatea şi zgomotul de fond propriu.

Considerînd impedanţele de ordinul 600 Ω care sînt curent utilizate şi nivelurile maxime obişnuite, rezultă tensiuni maxime de semnal de ordinul voltului şi minime de zgomot de ordinul microvoltului. Alimentarea cu tensiuni de ordinul 10—48 V pare indicată.

De asemenea, considerînd puterile care interesează de ordinul miliwattului şi tehnica actuală tragem concluzia că amplificatoarele tranzistorizate au un randament cu mult mai bun decît cele cu tuburi electronice. Economia de energie electrică consumată este destul de mare, raportul de energii consumate ajungînd de 1 la 100. Spre exemplu, amplificatorul tranzistorizat consumă 0,2 W, iar amplificatorul cu tuburi cu aceleaşi performanţe 20 W.

Dacă se consideră şi siguranţa de funcţionare cu mult mai bună la amplificatoarele tranzistorizate, durata de funcţionare mai mare şi performanţele superioare ale amplificatoarelor tranzistorizate, mai ales la stabilitate şi nivel de zgomot, tragem concluzia că amplificatoarele tranzistorizate sînt net superioare faţă de cele cu tuburi electronice.

În sfîrşit, amplificatoarele tranzistorizate pot fi echipate cu piese fabricate în ţară 100%.

Pentru a căpăta criterii obiective asupra calităţii acestor amplificatoare se pot face măsurători asupra caracteristicilor tehnice care cuprind parametrii electrici de performanţă.

Caracteristici tehnice

Caracteristicile tehnice mai importante sînt următoarele:

1. Puterea de ieşire. 2. Amplificarea. 3. Nivelul de intrare şi ieşire. 4. Caracteristica de frecvenţă. 5. Distorsiuni neliniare şi de intermodulaţie. 6. Nivel de zgomot şi diafonie. 7. Impedanţele de intrare şi ieşire. 8. Stabilitatea, cu tensiunea de alimentare, cu temperatura, cu nivelul de intrare, cu frecvenţa, cu timpul, cu dispersiunea coeficienţilor tranzistoarelor, cu caracteristicile pieselor, variaţia nivelului de zgomot, variaţia nivelului distorsiunilor, variaţia nivelului de diafonie, stabilitatea mecanică, stabilitatea impedanţelor.

9. Dimensiunile.

10. Condiţii constructive, conectori, reglete, piese de conexiune.

11. Condiţii de alimentare.

2. SCHEMA DE PRINCIPIU

Schema de principiu este prezentată în figura 1.

Este vorba de un amplificator tranzistorizat cu 4 etaje şi anume, un etaj de intrare cu zgomot mic montat ca repetor pe emitor, un amplificator cu contrareacţie cu două etaje şi un etaj amplificator de putere cu ieşirea pe emitor.

Tranzistoarele folosite sînt tranzistorul EFT 353, amplificator de joasă frecvenţă $f = 2{,}4$ MHz, cu zgomot mic, la etajele 1 şi 2 şi tranzistorul EFT 322 la etajele 3 şi 4.

Formulele întrebuinţate mai importante sînt:

Amplificator cu ieşirea pe emitor

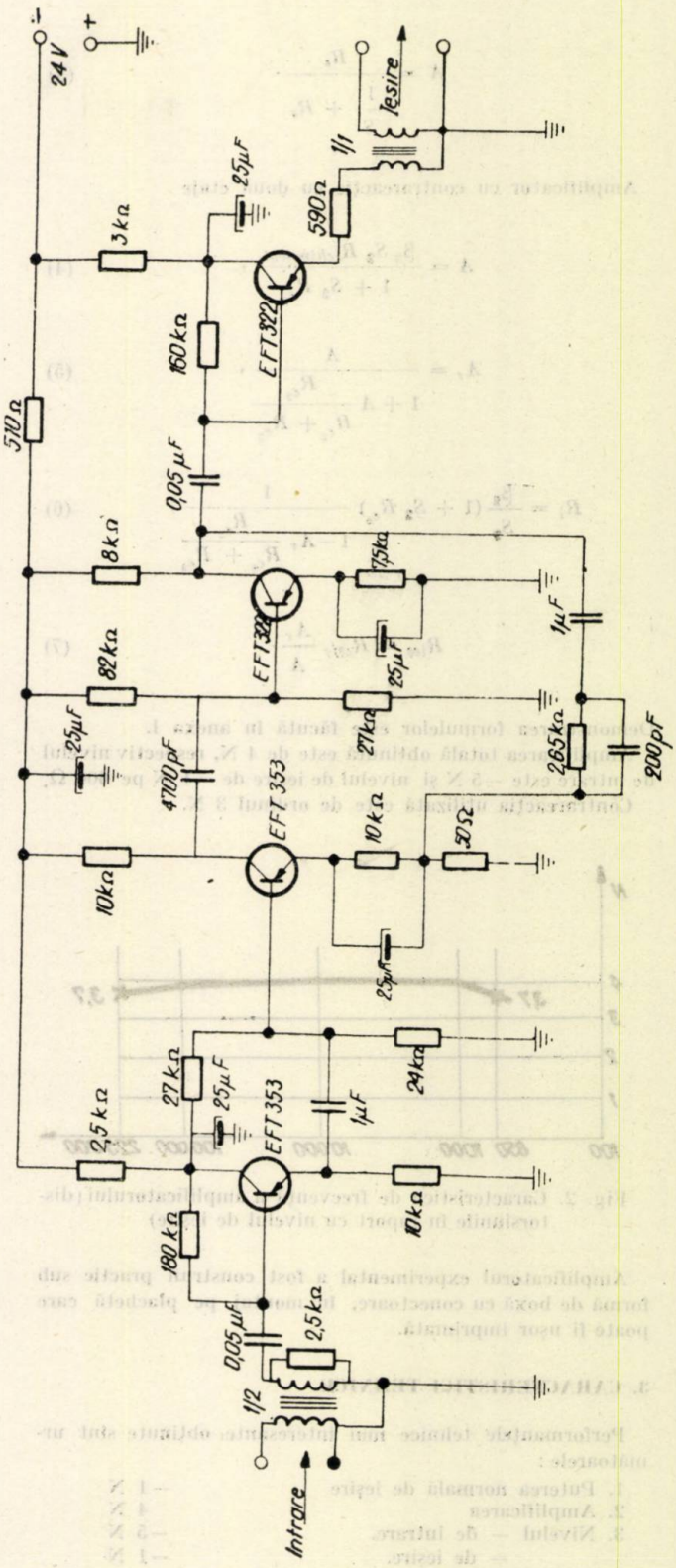


Fig. 1. Schema de principiu a amplificatorului

$$R_i = \frac{\beta}{S} + \beta R_e, \quad (1)$$

$$R_{ieș} = \frac{1}{S}, \quad (2)$$

$$A = \frac{R_s}{\frac{1}{S} + R_s}. \quad (3)$$

Amplificator cu contrareacție cu două etaje

$$A = \frac{\beta_3 S_2 R_{echivalent}}{1 + S_2 R_{e_2}}, \quad (4)$$

$$A_r = \frac{A}{1 + A \frac{R_{e_2}}{R_{e_2} + R_{e_3}}}, \quad (5)$$

$$R_i = \frac{\beta_2}{S_2}(1 + S_2 R_{e_2}) \frac{1}{1 - A_r \frac{R_{e_2}}{R_{e_3} + R_{e_2}}}, \quad (6)$$

$$R_{ieș} = R_{eșfr} \frac{A_r}{A}. \quad (7)$$

Demonstrarea formulelor este făcută în anexa I.

Amplificarea totală obținută este de 4 N, respectiv nivelul de intrare este -5 N și nivelul de ieșire de -1 N pe 600 Ω. Contrareacția utilizată este de ordinul 3 N.

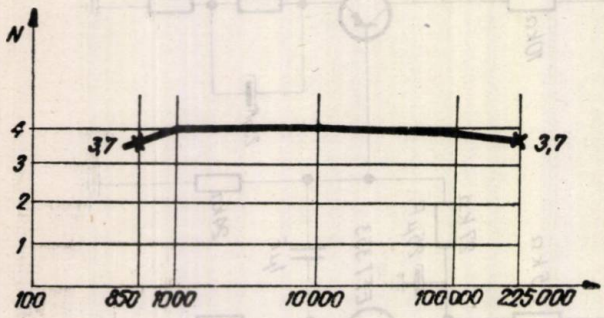


Fig. 2. Caracteristica de frecvență a amplificatorului (distorsiunile în raport cu nivelul de ieșire)

Amplificatorul experimental a fost construit practic sub formă de boxă cu conectoare, în montaj pe plachetă care poate fi ușor imprimată.

3. CARACTERISTICI TEHNICE

Performanțele tehnice mai interesante obținute sînt următoarele:

1. Puterea normală de ieșire	-1 N
2. Amplificarea	4 N
3. Nivelul — de intrare.	-5 N
— de ieșire.	-1 N
4. Amplificarea de la 4,6—7,7 kHz	4 N ± 0,01 N
de la 850 Hz — 225 kHz	4 N — 0,3 N
5. Distorsiuni	
— neliniare la — 1 N	< — 8 N
— de intermodulație la f_1, f_2 — $-1{,}3$ N	< $-8{,}5$ N
6. Nivel de zgomot măsurat de la 1 000—40 000 Hz	< -8 N
7. Impedanțele la intrare și ieșire	600 Ω ± 15 Ω
8. Stabilitatea amplificării la o variație a tensiunii de alimentare cu ± 10 %	± 0,01 N
9. Consumația totală	0,17 W

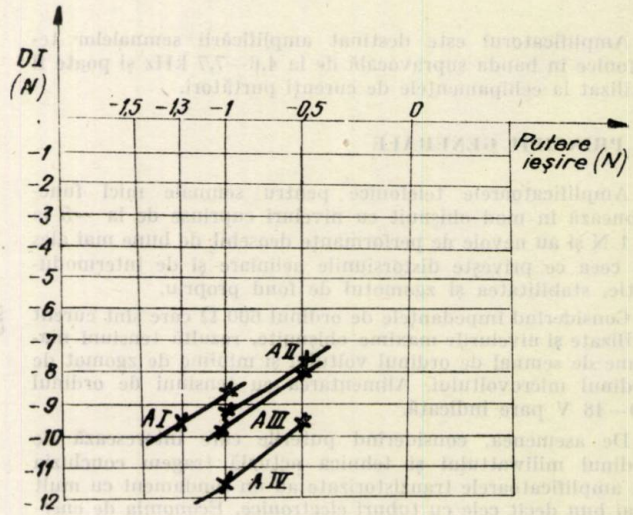


Fig. 3. Nivelul distorsiunilor neliniare și intermodulația: Intermodulația $2f_1 = f_2$; $2f_2 = I$ armonica I — A I
armonica II — A II
armonica III — A III
armonica IV — A IV

Anexa I

Demonstrarea formulelor

S-a considerat funcționarea la audiofrecvență (fig. 4).

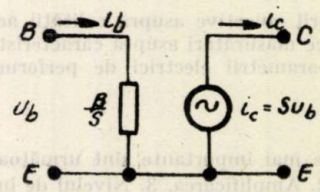


Fig. 4. Circuitul echivalent simplificat al tranzistorului cu emitorul comun.

Amplificator cu ieșirea pe emitor (fig. 5).

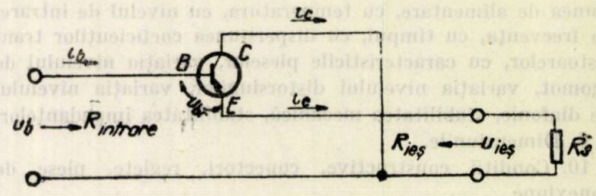


Fig. 5. Circuitul echivalent simplificat al amplificatorului cu ieșirea pe emitor

$$u_{br} = u_b + R_s i_{cr}$$

$$i_{cr} = -S u_{br} = -S(u_b + R_s i_{cr}) = -S u_b - S R_s i_{cr}$$

$$i_{cr} = \frac{S u_b}{1 + S R_s}$$

$$\frac{i_{er}}{i_{br}} = \beta$$

$$i_{br} = -\frac{i_{er}}{\beta} = \frac{S\,u_b}{\beta(1+SR_s)}$$

$$R_{intrare} = \frac{u_b}{i_{br}} = \frac{\beta}{S} + \beta\,R_s$$

$$\boxed{R_{intrare} = \frac{\beta}{S} + \beta\,R_s} \qquad (1)$$

$$i_{esc} = -\,S\,u_b$$

$$i_{esc} = -\,i_{csc} = S\,u_b$$

$$u_{eo} = u_b$$

$$R_{ies} = \frac{u_{eo}}{i_{esc}} = \frac{u_b}{S\,u_b} = \frac{1}{S}$$

$$\boxed{R_{ies} = \frac{1}{S}} \qquad (2)$$

$$u_{ie} = \frac{u_b\,R_s}{\frac{1}{s} + R_s}$$

$$A = \frac{u_{ie}}{u_b} = \frac{R_s}{\frac{1}{S} + R_s}$$

$$R_{intrare} = \frac{u_b}{i_b}$$

$$\boxed{A = \frac{R_s}{\frac{1}{S} + R_s}} \qquad (3)$$

Amplificator cu contrareacție cu două etaje

Amplificarea fără reacție 3—2 A

$$R_s \gg R_{ieșire}$$

$$A_2 = \frac{u_3}{u_i} = \frac{i_{c2r}\,R_3}{u_{b2r}} = -\frac{S_2\,R_3}{1+S_2\,R_{e2}} = -\frac{\beta_3\,S_2}{S_3\,(1+S_2\,R_{e2})}$$

$$A_3 = \frac{u_{ieșire}}{u_3} = -\,S_3\,R_{echivalent}$$

$$\frac{1}{R_{echivalent}} = \frac{1}{R_{c3}+R_{e2}} + \frac{1}{R_{c3\,a1}}$$

$$A = \frac{u_{ieș}}{u_{intr}} = A_2\,A_3 = \frac{\beta_3\,S_2\,R_{echivalent}}{1+S_2\,R_{e2}}$$

$$\boxed{A = \frac{\beta_3\,S_2\,R_{echivalent}}{1+S_2\,R_{e2}}} \qquad (4)$$

Amplificarea cu reacție 3—2 A_r

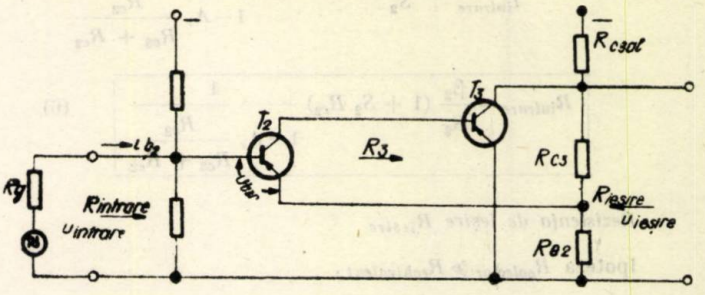


Fig. 6. Circuitul echivalent simplificat al amplificatorului cu contrareacție

$$A_r = \frac{u_{ier}}{u_{ir}}$$

$$\frac{u_{ier}}{A} = u_{ir} - u_{ier}\,\frac{R_{e2}}{R_{c3}+R_{e2}}$$

$$\frac{u_{ier}}{A} + \frac{u_{ier}\,R_{e2}}{R_{c3}+R_{e2}} = u_{ir}$$

$$A_r = \frac{u_{ier}}{u_{ir}} = \frac{A}{1 + A\,\frac{R_{e2}}{R_{e3}+R_{e2}}}$$

$$\boxed{A_r = \frac{A}{1 + A\,\frac{R_{e2}}{R_{c3}+R_{e2}}}} \qquad (5)$$

Rezistența la intrare $R_{intrare}$

Ipoteze $R_{e2} \ll R_{intrare}$

$R_g \ll R_{intrare}$

$R_s \gg R_{ieșire}$

Tensiunea de reacție 3—2 este:

$$u_{e2} = \frac{u_{ieșire}\,R_{e2}}{R_{c3}+R_{e2}} = A_r\,\frac{u_{intrare}\,R_{e2}}{R_{c3}+R_{e2}}.$$

Tensiunea de reacție locală 2—2 este:

$$u_{b2\,re} = R_{e2} \times i_{c2} = \beta_2\,R_{e2}\,i_{intrare}$$

$$i_{intrare} = \frac{u_{intrare} - u_{e2} - \beta_2\,R_{e2}\,i_{intrare}}{\frac{\beta_2}{S_2}} =$$

$$= \frac{u_{intrare} - A_r\,\frac{u_{intrare}\,R_{e2}}{R_{e3}+R_{e2}} - \beta_2\,R_{e2}\,i_{intrare}}{\frac{\beta_2}{S_2}}$$

$$R_{intrare} = \frac{u_{intrare}}{i_{intrare}} = \frac{\beta_2}{S_2}(1 + S_2 R_{e2}) \frac{1}{1 - A_r \dfrac{R_{e2}}{R_{c3} + R_{e2}}}$$

$$\boxed{R_{intrare} = \frac{\beta_2}{S_2}(1 + S_2 R_{e2}) \frac{1}{1 - A_r \dfrac{R_{e2}}{R_{c3} + R_{e2}}}} \qquad (6)$$

Rezistența de ieșire $R_{ieșire}$

Ipoteza $R_{colector} \gg R_{echivalent}$.

Fără reacție:

$$R_{ieșire} = \frac{u_{ieo}}{i_{iesc}} \cong R_{echivalent}.$$

Cu reacție:

$$R_{ieșire} = \frac{u_{ieor}}{i_{iesc}} = \frac{A_r}{A} \frac{u_{ieo}}{i_{iesc}} = \frac{A_r}{A} R_{echivalent}$$

i_{iesc} este același căci reacția este scurtcircuitată.

$$\boxed{R_{ieșire\ reacție} = \frac{A_r}{A} R_{echivalent}} \qquad (7)$$

Anexa II

Verificări experimentale (vezi fig. 1)

T_1=EFT 353 T_2=EFT 353 T_3=*EFT* 322 T_4=*EFT* 322

$\beta_1 = 55$ $S_1 = 0{,}03$ A/V

$\beta_2 = 45$ $S_2 = 0{,}025$ A/V

$\beta_3 = 30$ $S_3 = 0{,}03$ A/V

$\beta_4 = 40$ $S_4 = 0{,}1$ A/V

$R_{e2} = 50\ \Omega$

$R_{c3} = 2650\ \Omega$

Verificări experimentale

T_r	Formula	Calculat	Măsurat
T_1	(1)	105 kΩ	110 kΩ
T_1	(2)	33 Ω	30Ω
T_1	(3)	0,994	0,995 Ω
$T_2 - T_3$	(4)	667	620
$T_2 - T_3$	(5)	50	55
T_2	(6)	10,5 kΩ	12 kΩ
T_3	(7)	150 Ω	175 Ω
T_4	(1)	37 kΩ	40 kΩ
T_4	(2)	10 Ω	10 Ω
T_4	(3)	0,99	0,99

Observații. La calcule s-au făcut corecțiile datorită rezistențelor de alimentare.

4. CONCLUZII

Amplificatorul telefonic construit are performanțe superioare și poate fi folosit în orice tip de echipament telefonic cu bune rezultate.

Limitarea caracteristicii de frecvență este în bună parte datorită tranformatoarelor de cuplaj. Dacă se vor studia transformatoarele de la caz la caz, amplificatorul este potrivit și în circuitele de joasă, medie sau chiar videofrecvență.

Într-adevăr amplificatoarele cu contrareacție și etajele de adaptare au o caracteristică de frecvență liniară care poate depăși ușor 1MHz, dacă se echipează montajul cu tranzistoare pentru frecvențe înalte.

BIBLIOGRAFIE

[1] SHEA, R. F. Transistor circuit Engineering, New York, 1958.

[2] CARTIANU, GH. Bazele radiotehnicii, vol. II București, Editura didactică și pedagogică, 1962.

[3] * * * Circuite cu tranzistoare în telecomunicații, București, Editura Tehnică, 1963.

[4] SINNREICH, H. și ALBEANU DOINA. Reacția negativă în amplificatoarele telefonice cu tranzistoare, Telecomunicații, 6 (1962), nr. 1, p. 17—24.

NOI TELEVIZOARE ROMÎNEȘTI

Ing. EREMIA MIHĂILESCU

Televizorul „Electronica VS 59"

Televizorul „Electronica VS 59" este un receptor de televiziune modern, realizat la nivelul tehnicii actuale, atît în ceea ce privește concepția tehnică cît și modul de prezentare.

Imaginea obținută pe ecranul acestui televizor se remarcă printr-o strălucire și claritate superioară, ceea ce permite recepționarea programelor în condiții bune, chiar în încăperi luminate sau la lumina zilei.

Prezintă o mare stabilitate în funcționare, ceea ce dă posibilitatea ca să se realizeze o recepție corectă cu un număr redus de reglaje. Necesitatea unei intervenții asupra reglajelor este rar simțită.

Aparatul este prezentat într-o casetă foarte aspectoasă, cu linie modernă, sobră și elegantă (fig. 1).

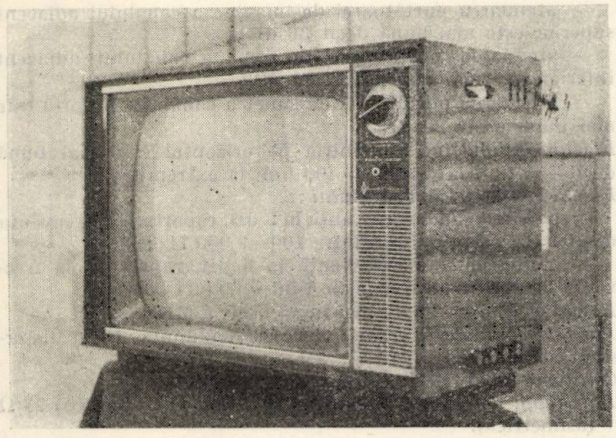


Fig. 1. Televizorul „Electronica VS 59"

PARTICULARITĂȚI CONSTRUCTIVE

Televizorul prezintă următoarele particularități constructive:

— În construcția televizorului au fost adoptate circuitele imprimate și un șasiu rabatabil, care asigură stabilitatea în funcționare, permit o ușoară manipulare și punerea în evidență a tuturor pieselor componente și dau posibilitatea unei depanări și întreținere ușoare fără a fi nevoie de descasetare. Șasiul rabatabil este cu deschidere în jurul unei axe orizontale. Circuitele sînt asamblate pe module funcționale cu cablaj imprimat, după cum urmează: amplificatorul frecvență intermediară imagine-sunet, amplificatorul video-frecvență, amplificatorul frecvență intermediară sunet și demodulatorul de frecvență, separatorul de impulsuri, comparatorul de fază, oscilatorul de linii și cadre. Schimbătorul de canale și restul circuitelor folosesc cablaje convenționale.

— Bobinele de intrare, bobinele filtrului de bandă al etajului cascodă și bobinele circuitului oscilant al oscilatorului local, adică toate elementele comutabile pe canale sînt montate pe un comutator de tip tambur.

— Blocul de foarte înaltă tensiune (FIT) este ecranat cu o carcasă metalică în vederea atenuării radiațiilor.

— Are integrat în montaj un atenuator cu o atenuare de circa 15 dB folosit la recepționarea semnalelor puternice. Prezența acestui atenuator permite o recepție de calitate chiar și în imediata apropiere a stațiilor de emisie.

— Difuzoarele și principalele butoane de reglaj sînt amplasate pe placa frontală, ceea ce constituie o soluție tehnică modernă. Astfel comenzile pentru schimbătorul de canale, volumul sonor și întreruptorul de rețea sînt scoase pe panoul frontal al aparatului, comenzile pentru contrast, luminozitate, ton și frecvența cadrelor sînt scoase pe peretele lateral din dreapta iar restul comenzilor sînt plasate în partea din spate a aparatului. Majoritatea butoanelor de reglaj este accesibilă fără demontarea plăcii spate. Aparatul este echipat cu două difuzoare permanent dinamice, dintre care unul eliptic de 2 W/3,1 Ω (100 × 150 mm) și unul circular de 3 W/8 Ω (∅ 50 mm), conceput special pentru redarea frecvențelor înalte.

DESCRIEREA SUMARĂ A TELEVIZORULUI

Televizorul este un receptor de televiziune tip superheterodină, în montaj cu o cale comună pentru semnalele de imagine și sunet (cu bătăi între purtătoare), destinat recepției a 12 canale de televiziune din benzile I—III conform normelor OIRT.

Este echipat cu 15 tuburi electronice și 5 diode semiconductoare, dintre care 3 diode cu germaniu și 2 diode cu siliciu.

Tubul cinescop de tipul AW 59—90 are diagonala de 59 cm, unghiul de deflexie de 110° și este prevăzut cu ecran aluminizat, rectangular și planimetric și focalizare electrostatică (fără capcană de ioni).

Aparatul este prevăzut cu 15 reglaje manuale și anume: întreruptor rețea și volum sonor, comutator de canale, acord fin sunet — imagine, contrast, luminiozitate, ton, sincronizare pe verticală (frecvența cadrelor), control automat amplificare (*CAA*), sincronizare pe orizontală (frecvența liniilor), focalizare, dimensiune pe verticală, liniaritate pe verticală (brut), liniaritate pe verticală (fin), dimensiune pe orizontală, liniaritate pe orizontală. Ultimele două reglaje se pot efectua numai după înlăturarea plăcii din spatele aparatului, de aceea ele sînt efectuate în uzină și rămîn foarte stabile. Necesitatea unei retușări la aceste două reglaje apare foarte rar.

Alimentarea aparatului se face numai de la rețeaua de curent alternativ (50 Hz) la tensiunile de 120 și 220 V.

Dimensiunile televizorului sînt aproximativ de 751 × × 535 × 380/475 mm, iar greutatea circa 36 kg.

Examinînd schema de principiu a aparatului (fig. 2) se observă următoarele:

— Antena poate fi conectată direct cu bobinele de intrare (fără atenuator) sau prin intermediul unui atenuator; primul caz se aplică pentru recepționarea emițătorilor îndepărtați, iar al doilea caz pentru recepționarea emițătorilor din apropiere (stații puternice).

— Semnalele de frecvență foarte înaltă se aplică la intrarea televizorului în două moduri: simetric față de masă, pe o impedanță de 300 Ω, sau asimetric pe o impedanță de 75 Ω, prin intermediul unui adaptor special (transformator de adaptare — simetrizare); în ambele cazuri impedanța de intrare a receptorului este de 300 Ω.

— Blocul *RF* (ansamblu rotactor) cuprinde un etaj amplificator *RF*, echipat cu tubul electronic *PCC* 88 (T_1), caracterizat printr-un nivel de zgomot scăzut și un etaj schimbător de frecvență echipat cu tubul *PCF* 80 (T_2).

Etajul amplificator *RF* funcționează într-un montaj cascodă cu alimentare serie, are ca sarcină anodică un filtru de bandă și realizează o amplificare de aproximativ 8.

Schimbătorul de frecvență este echipat cu partea pentodă a tubului PCF 80, partea triodă a aceluiași tub îndeplinind funcția de oscilator local. Oscilatorul local este de tip obișnuit în trei puncte într-un montaj Colpitts. Cuplajul dintre oscilator și schimbătorul de frecvență este inductiv. Între

semnalul util şi oscilaţia locală are loc o mixare aditivă pe grila întîia a schimbătorului de frecvenţă.

— Blocul *FI* (calea comună) cuprinde trei etaje de amplificare a frecvenţei intermediare şi un etaj de detecţie a imaginii.

Etajele de amplificare *FI* sînt echipate cu tubul *EF* 184 (T_3, T_4, T_5) iar etajul detector video este echipat cu dioda cu germaniu *OA*90 (S_5), care comandă etajul final video.

Circuitele de sarcină ale celor trei etaje de amplificare *FI* sînt decalat acordate. Tubul *EF*184, folosit în aceste etaje, este de construcţie modernă şi, prin panta mare pe care o are precum şi capacităţile parazite mai reduse decît la tuburile obişnuite de *FI*, asigură performanţe îmbunătăţite acestui receptor.

Detecţia este de tipul serie, semnalul video complex obţinut avînd polaritatea negativă faţă de masă.

Componenta continuă obţinută la detecţie, precum şi o parte din tensiunea de negativare a amplificatorului final de baleiaj pe orizontală servesc la reglajul automat al amplificării.

Blocul *FI* se prezintă sub formă de modul funcţional cu circuite imprimate.

— Amplificatorul de video-frecvenţă cuprinde un singur etaj (etaj final video) echipat cu tubul *EL1* 80 (T_6). Semnalul video complex obţinut de la detecţie se aplică amplificatorului de video-frecvenţă prin condensatorul C_{117}, suprimîndu-se în acest fel componenta continuă. Acest etaj se prezintă sub forma de modul funcţional cu circuite imprimate. Semnalul de imagine detectat şi amplificat este aplicat la catodul tubului cinescop (T_{16}) prin condensatorul de cuplaj C_{132}.

— Calea de sunet cuprinde două etaje de amplificare a frecvenţei intermediare sunet, un demodulator de frecvenţă şi amplificatorul de audio-frecvenţă constituit dintr-un etaj preamplificator şi un etaj amplificator final, care asigură pe difuzoarele permanent dinamice (Dif. 1, Dif. 2) o putere nominală de 2 W cu maximum 10% distorsiuni de neliniaritate. Etajele de amplificare *FI* sunet sînt echipate cu tubul *EF* 80 (T_7, T_8). Ca demodulator de frecvenţă se foloseşte un detector de raport asimetric, în montaj obişnuit, echipat cu diodele cu germaniu S_3 şi S_4 de tip OA90.

Semnalul de audio-frecvenţă obţinut de la detector este amplificat în tensiune de partea triodă a tubului *PCL*82 (T_9), este reglat la frecvenţele înalte audio de un potenţiometru de ton (R_{218}, C_{224}), amplificat apoi în putere de partea pentodă a tubului *PCL*82 (T_9) şi aplicat celor două difuzoare permanent dinamice.

De remarcat că dintre etajele specificate mai sus pe calea de sunet, numai cele două etaje de amplificare *FI* sunet şi demodulatorul de frecvenţă sînt realizate sub forma de modul funcţional cu circuit imprimate, restul etajelor (amplificatoare *AF*) fiind prezentate sub forma de cablaj obişnuit.

— Separatorul şi amplificatorul de impulsuri (etajul de sincronizare) sînt echipate cu tubul *ECL*80 (T_{10}). Partea pentodă a tubului echipează separatorul de impulsuri după amplitudine, iar partea triodă a aceluiaşi tub funcţionează într-un montaj amplificator limitator al sincrosemnalului complex. Acest etaj este prezentat sub formă de cablaj imprimat.

— Generatorul de baleiaj pe verticală este format dintr-un oscilator autoblocat, echipat cu partea triodă a tubului *PCL* 85 (T_{11}), şi dintr-un amplificator final, care lucrează cu partea pentodă a aceluiaşi tub. Folosirea tubului modern *PCL* 85, cu pantă anodică mai mare, contribuie la îmbunătăţirea frontului şi a amplitudinii tensiunii de baleiaj pe verticală. Tensiunea de baleiaj se transmite bobinelor de deflexie pe verticală (L_{305}, L_{306}) prin intermediul transformatorului de ieşire cadre (Tr_{302}).

— Generatorul de baleiaj pe orizontală este compus dintr-un comparator de fază cu tub şi anume partea pentodă a tubului *PCF* 80 (T_{12}) legată ca triodă, un oscilator autoblocat, care lucrează cu partea triodă a tubului *PCF* 80 (T_{12}) şi un amplificator final de linii echipat cu tubul *PL36* (T_{13}).

Pentru mărirea stabilităţii frecvenţei liniilor, în circuitul anodic al oscilatorului autoblocat este montat un circuit de stabilitate. Etajul final de linii lucrează într-un montaj cu recuperare serie, dioda de recuperare fiind *PY*88 (T_{15}).

Autotransformatorul de linii (Tr_{401}) asigură transmiterea curentului de baleiaj pe orizontală în bobina de deflexie pe orizontală, care este formată din două secţiuni legate în serie (L_{405}, L_{406}).

Formarea tensiunii înalte pentru alimentarea anodului tubului cinescop *AW*59—90 (T_{16}) se obţine prin redresarea impulsurilor pozitive de tensiune din timpul cursei de întoarcere a baleiajului pe orizontală cu ajutorul diodei *DY*87 (T_{14}), care constituie un redresor de foarte înaltă tensiune (FIT).

Alimentarea televizorului se face în curent alternativ, fără transformator de reţea, la tensiunile de 120 şi 220 V.

Redresarea tensiunii de la reţea se obţine cu ajutorul diodelor cu siliciu *S*1 şi *S*2 de tip SG505, conectate într-un montaj cu dublare de tensiune, adică numai în cazul alimentării de la reţeaua de 120 V redresorul lucrează într-un montaj dublor de tensiune.

Date tehnice

Comutator de canale: 12 canale OIRT (48,5—230 MHz)
Banda I : 2 canale (48,5—66 MHz)
Banda II : 3 canale (76—100 MHz)
Banda III : 7 canale (174—230 MHz)

Dimensiunile imaginii : 385 × 489 mm (diagonala 59 cm)
Sensibilitatea medie : mai bună decît 100 μV, cu reglajul de „contrast şi RAS" în poziţia corespunzătoare amplificării maxime şi pentru 6 V_{ef} pe catodul cinescopului.
Selectivitatea :

— atenuarea purtătoarei de imagine a canalului adiacent superior este mai bună decît 36 dB ;

— atenuarea purtătoarei de sunet a canalului adiacent inferior este mai bună decît 36 dB ;

— atenuarea purtătoarei de sunet a canalului propriu este mai bună decît 20 dB.

Ftdelitatea imaginii : definiţia pe orizontal este mai bună decît 450 linii la centru şi 400 linii la extremităţi.
Fidelitatea electrică a sunetului :

— banda de audio-frecvenţă la 3 dB, raportată la frecvenţa de 400 Hz, este cuprinsă între 100—9 000 Hz ;

— banda de audio-frecvenţă la 6 dB, raportată la frecvenţa de 400 Hz, este cuprinsă între 60—11 000 Hz.

Banda globală la 3 dB : mai bună decît 5 MHz.
Puterea nominală la ieşire : 2 W cu maximum 10 % distorsiuni neliniare.
Consumul de la reţea : aproximativ 170 VA.
Impedanţa de intrare a televizorului : 300 Ω (simetrică) 75 Ω (asimetrică).
Frecvenţa intermediară de imagine : 38 MHz.
Frecvenţa intermediară de sunet : 31,5 MHz şi 6,5 MHz.
Tuburi electronice şi diode semiconductoare folosite :

PCC88	— amplificator de radio-frecvenţă.
PCF80	— schimbător de frecvenţă şi oscilator local.
3 × EF 184	— amplificator de FI imagine-sunet (cale comună).
ELI80	— amplificator de video-frecvenţă.
2 × EF80	— amplificator FI sunet.
PCL 82	— preamplificator şi amplificator final de audio-frecvenţă.
ECL80	— separator şi amplificator de impulsuri.
PCL85	— oscilator autoblocat şi amplificator final cadre.
PCF80	— comparator automat de fază şi oscilator autoblocat linii.
PL36	— amplificator final linii.
PY88	— diodă de recuperare.
DY87	— redresor de foarte înaltă tensiune.
OA90	— diodă cu germaniu — detector video.
2 × OA90	— diodă cu germaniu — detector de raport asimetric.
2× SG505	— diode cu siliciu — redresor de înaltă tensiune.

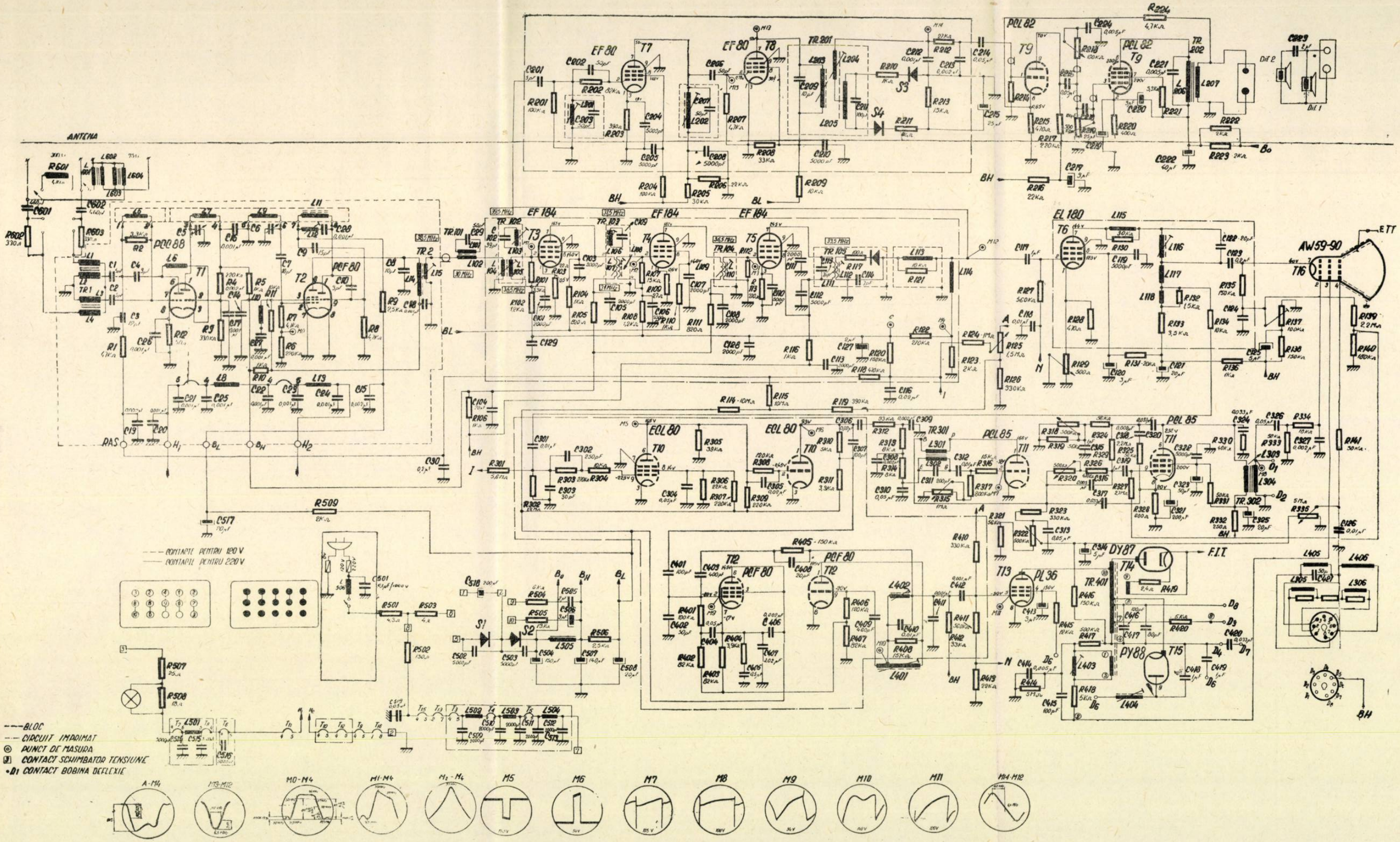
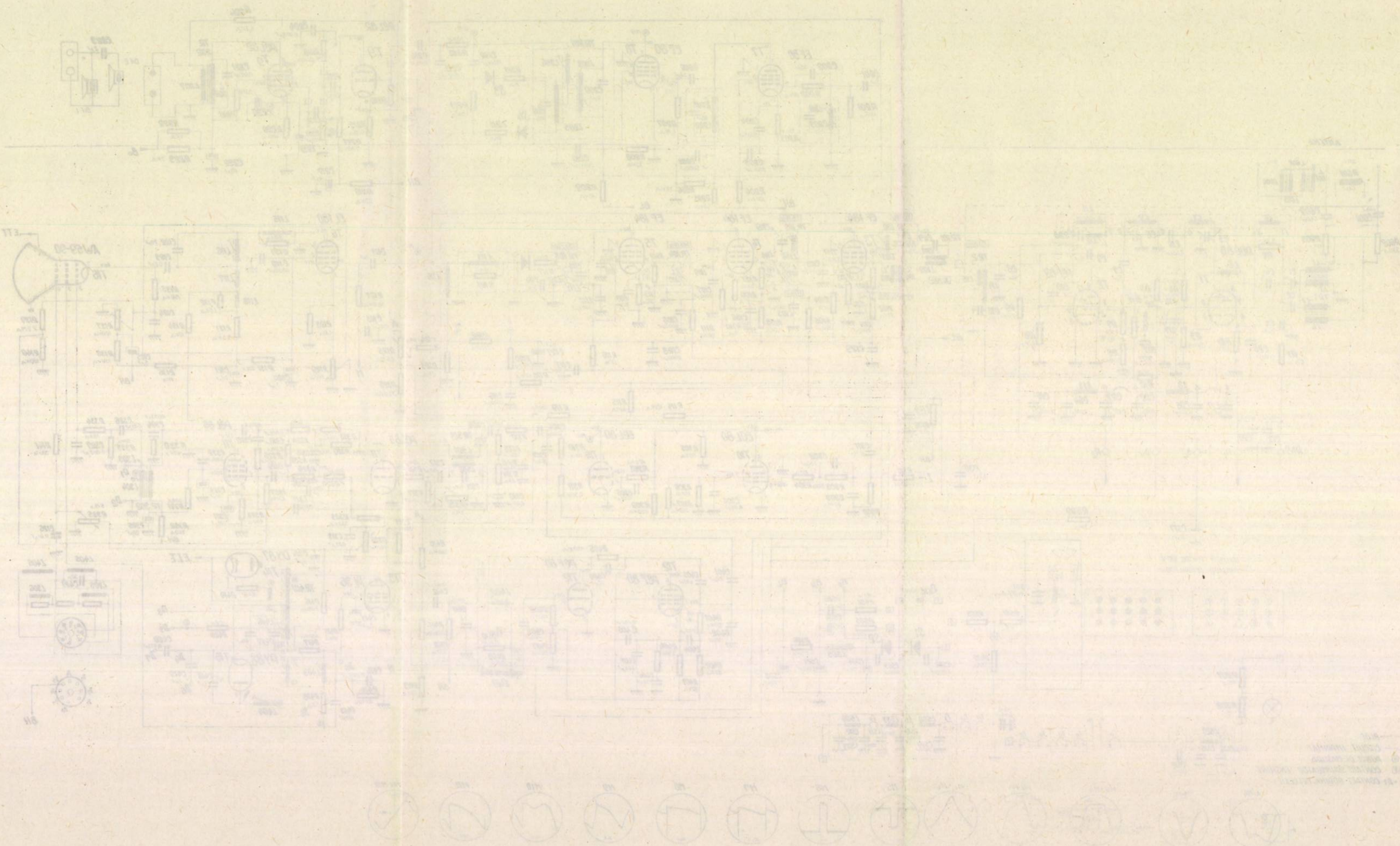


Fig. 2. Schema de principiu a televizorului „Electronica VS 59"



CRONICĂ

A 29-a reuniune generală a comisiei electrotehnice internaționale

(Aix-les-Bains, 19 — 30 mai 1964)

În acest an, Comisia Electrotehnică Internațională, veche organizație tehnică profesională care promovează prin lucrările ei standardizarea în domeniile industriei electrotehnice, electronice și de telecomunicații, utilizării energiei electrice, precum și al cercetării electrotehnice în general, și-a ținut Reuniunea Generală anuală la Aix-les-Bains, în Franța, între 19 și 30 mai.

Din cele 38 comitete naționale membre, 31 au fost reprezentate prin delegații la reuniune. Au participat în total 1 050 delegați, însoțiți de circa 300 membri de familie. Delegațiile naționale au fost formate din 1 pînă la 156 delegați (Franța).

Toate țările socialiste europene membre au participat la reuniune, avînd delegații formate numeric pînă la 13 persoane.

Delegația R.P.R. a fost formată din 13 membri — sub conducerea președintelui Comitetului Electrotehnic Romîn (acad. profesor Remus Răduleț) și a cuprins specialiști din următoarele instituții :

— Academia R.P.R. (Institutul de Energetică),

— Oficiul de Stat pentru Standarde din D.G.M.S.I.,

— Ministerul Industriei Construcțiilor de Mașini,

— Ministerul Învățămîntului,

— Ministerul Minelor și Energiei Electrice,

— Comitetul de Radiodifuziune.

Acad. prof. Remus Răduleț

În afara reprezentanților comitetelor naționale de specialitate, au fost reprezentate următoarele organizații internaționale neguvernamentale, al căror tărîm de activitate are legătură cu munca Comisiei Electrotehnice Internaționale :

— Organizația Internațională de Standardizare (ISO), reprezentată prin președintele ei, tov. A. I. Viatkin și secretarul ei Seint Leger,

— Conferința Internațională a Marilor Rețele Electrice (CIGRÉ),

— Comitetul Consultativ internațional de telegrafie și telefonie (C.C.I.T.T.),

— Congresul internațional de mașini cu combustie (C.I.M.A.C.).

Lucrările au fost conduse de președintele Comisiei Electrotehnice Internaționale, profesorul G. de Zoeten, ajutat de ultimii doi foști președinți : Dr. I. Herlitz și Dr. P. Dunsheath, sprijiniți de trezorierul, secretarul general și secretarul general adjunct al Comisiei.

Organizarea reuniunii a fost încredințată Comitetului Electrotehnic Francez.

Reuniunea din anul acesta a prezentat avantajul unei bune concentrări teritoriale a lucrărilor, care a permis un bun contact între specialiști, cu mari posibilități de schimb de experiență.

Lucrările de specialitate ale Comisiei Electrotehnice Internaționale s-au desfășurat în cadrul celor circa 100 de Comitete de studii ale Comisiei și Subcomitetele lor, conform programului stabilit și difuzat țărilor membre încă din cursul lunii februarie și executat practic integral în cursul reuniunii.

În afara lucrărilor de specialitate tehnică și științifică, au avut loc ședințele Consiliului CEI și al Comitetului de Acțiune CEI, organe conducătoare ale Comisiei, în care s-au luat hotărîri cu caracter organizatoric — administrativ și s-au confirmat concluziile, hotărîrile și recomandările tehnice internaționale, elaborate de către Comitetele de studii și Subcomitete.

În paralel au avut loc vizite cu caracter tehnic, în uzine, centrale termoelectrice, și la amenajările de pe rîul Isère (baraje, centrale hidroelectrice, stațiuni de transformare și amenajări de folosire complexă a apelor).

De asemenea, au fost organizate manifestări cu caracter cultural-social, sau protocolar.

În cursul Reuniunii actuale au ținut ședințe de lucru 35 de comitete și subcomitete de studii, dintre care unele cu grupurile lor de lucru. Numai lucrările a 6 din ele nu au putut fi acoperite de membri ai delegației R.P.R., dar s-a obținut materialul de lucru elaborat în toate comitetele și subcomitetele.

Lucrările Consiliului (care este organul de conducere format din reprezentanți ai tuturor țărilor participante) s-au desfășurat după o ordine de zi stabilită în prealabil. A fost aprobată darea de seamă asupra Reuniunii ținută în 1963 la Veneția și s-a definitivat problema localităților de ținere a următoarelor două Reuniuni generâle anuale și anume :

Tokio (Japonia) în octombrie 1965 și într-o localitate din Israel în octombrie 1966.

Pe ordinea de zi a celei de a 29-a Reuniuni Generale a Comisiei Electrotehnice Internaționale, a figurat și alegerea unui nou președinte. Conform statutelor organizației, acesta este ales pe o perioadă de 3 ani. Cu unanimitatea voturilor țărilor membre participante a fost ales pe perioada 1964 — 1967, Academicianul prof. dr. Remus Răduleț.

Este pentru prima oară în istoria Comisiei Electrotehnice Internaționale, cea mai veche organizație tehnică internațională, cînd în funcția de președinte este ales un reprezentant al științei și tehnicii dintr-o țară socialistă.

Acad. prof. dr. Remus Răduleț, Președintele Comitetului Electrotehnic Romîn, născut în Transilvania în anul 1904, este inginer mecanic — electrician, diplomat al Școlii Politehnice din Timișoara (1927) și doctor în științe tehnice al Școlii Politehnice Federale de la Zürich (1930).

Întîi director de studii, apoi conferențiar și profesor de Transportul energiei electrice și Centrale electrice la Școala Politehnică din Timișoara, din anul 1951 este profesor de Bazele electrotehnicii la Institutul Politehnic din București. A lucrat în același timp, în perioada 1939—1947, în industria electrotehnică, la elaborarea de proiecte de mașini, instalații și centrale electrice.

Cunoscut în țară ca inginer cu spirit enciclopedist, a inițiat, dirijat și coordonat lucrările celor două Lexicoane Tehnice Romîne, pentru care a elaborat principalele articole cu caracter general și din domeniile electrotehnicii și fizicii. Primul Lexicon în șapte volume, cuprinzînd circa 49 000 articole a apărut în anii 1949—1956, iar al doilea, în 17 volume cuprinzînd circa 80 000 articole, ale căror texte au fost terminate de curînd, apare din anul 1956, al 14-lea volum fiind editat pînă în iunie 1964.

A publicat circa 40 manuale, care în cea mai mare parte se adresează inginerilor și studenților din învățămîntul superior, care privesc fizica, electrotehnica, curenții tari și curenții slabi.

Cele aproximativ 45 lucrări de cercetare ale sale privesc teoria generală a cîmpului electromagnetic, bazele electrotehnicii, electrotermia, sudarea electrică, rețelele și liniile electrice de mare lungime, curenți slabi, mașinile și aparatele electrice.

În lucrările sale privitoare la cîmpul electromagnetic el a despărțit teoria mărimilor de primul ordin, de teoria legilor interne, constantelor universale și mărimilor de ordinul al doilea, în care intervin și aceste constante, dovedind că problemele dimensiunilor mărimilor de ordinul întîi aparțin teoriei mărimilor, pe cînd raționalizarea aparține teoriei legilor interne ale electromagnetismului (1956—1963). A arătat și condițiile reductibilității tuturor forțelor și momentelor exercitate de cîmpurile de forță asupra corpurilor, la stări fictive de tensiune (1948).

Lucrările sale privitoare la calculul de noi cîmpuri electrice și magnetice folosesc mai ales reprezentarea conformă pentru cîmpurile plane, în probleme de efect de margine în electrostatică (1933) și efect de refulare netă a curenților variabili în bare prismatice de orice secțiune poligonală (1932—1963).

În domeniul cuptoarelor cu inducție, a dezvoltat prima teorie a influenței înălțimii finite a cuptoarelor cu inducție fără fier asupra rezistenței și reactanței echivalente a sarjei lor conductoare, asimilată unui cilindru scurt (1930), respectiv unui elipsoid de rotație (1937), dezvoltată în continuare (1963—1964) și a stabilit expresiile reactanțelor cîtorva cuptoare cu miez feromagnetic (1961).

Cîteva studii asupra pierderii de căldură au dus la predeterminarea puterii necesare sudării cap la cap și prin puncte (1935—1943) cum și la predeterminarea evoluției repartiției temperaturii în barele neomogene pe porțiuni, încălzite electric (1963).

În teoria rețelelor electrice și a liniilor electrice de mare lungime a dezvoltat o teorie a celor mai simple scheme echivalente și complete ale rețelelor liniare în raport cu o latură a lor (1963) și a obținut rezultate noi privind aplatisarea frunții undelor mobile de tensiune, dreptunghiulare (1938 — 1940).

În lucrările sale cu privire la curenții slabi, a stabilit expresii generale a factorului de amplificare a unor triode de forme generale și a studiat efecte de ecran electromagnetic.

Lucrările sale asupra mașinilor și aparatelor electrice privesc probleme noi de forțe și momente în mașinile clasice (1955—1958), cum și în frînele de inducție cu rotorul în coroană conductoare și în disc conductor plin neferomagnetic și feromagnetic (1962—1963), în ambreiajele electromagnetice și la motoarele cu inducție cu rotor masiv, neted și dințat, cum și la cele cu rotor în formă de pahar conductor sau cu lamele conductoare (1962—1963), contribuind astfel la stabilirea de teorii mai precise a acestor mașini și aparate electrice.

Din anul 1956 este director al Institutului de Energetică al Academiei R.P.R. Este membru titular și din anul 1963 președinte al Secției de Științe Tehnice a Academiei R.P.R.

Alegerea președintelui Comitetului Electrotehnic Romîn în funcția de președinte al Comisiei Electrotehnice Internaționale reprezintă o meritată recunoaștere pe plan mondial a personalității omului de știință romîn și confirmă totodată înaltul nivel atins de cercetările științifice în Republica Populară Romînă.

ȘTIRI DIN ÎNTREPRINDERI

● Pentru a se elimina influența negativă pe care o au antenele montate la distanțe foarte apropiate, colectivul de ingineri proiectanți ai uzinelor Electronica, au realizat o antenă colectivă pentru radio și televiziune.

Ea asigură recepționarea următoarelor programe :

— programul radio cu modulația de amplitudine (UL, UM, US);

— programul radio cu modulația de frecvență (U.U.S);

— programul de televiziune pe un canal din benzile I, II sau III.

— posibilitatea adăugării unui al doilea program T.V. din benzile I, II sau III, însă nu din aceiași bandă cu programul precedent.

Instalația se compune din :

— grupul de antene ;

— grupul de amplificare ;

— rețeaua de distribuție la abonat.

Grupul de antene cuprinde : antenele pentru programul radio (UL, UM, US, UUS) și pentru programul T.V.

Grupul de amplificatoare cuprinde :

— amplificatorul pentru programul radio MA (UL, UM, US) ;

— amplificatorul pentru programul radio MF (U.U.S) ;

— amplificatorul pentru programul TV ; acest amplificator diferă de la o regiune la alta fiind funcție de canalul T. V. recepționat.

Se produc următoarele tipuri de amplificatoare pentru programul T.V. :

— amplificator T.V. pentru banda I (canalele 1 și 2);

— amplificator T.V. pentru banda II (canalele 3 — 5);

— amplificator T.V. pentru banda III (canalele 6 —9);

— amplificator T.V. pentru banda III (canalele 9 — 12).

Unitatea de alimentare și amplificatoarele se vor monta toate într-o cutie metalică prevăzută cu un bloc suplimentar pentru al doilea amplificator T.V.

Dimensiunile cutiei sînt de 430 × 380 × 165 mm și greutatea de circa 8 kg.

Legătura între grupul de antene și grupul de amplificatoare se face cu cablu coaxial de tip CC2Y-4 sau CC2Y-2 separat pentru fiecare program recepționat.

Rețeaua de distribuție este de tipul Cu 1 — 4 circuite paralele, pe fiecare circuit putînd să se monteze 8 — 16 prize de antenă.

Rețeaua de distribuție cuprinde :

— doza de distribuție,

— prizele de antenă, cîte una de abonat,

— prizele de antenă terminale, cîte una de circuit,

— cordoanele radio, cîte unul de abonat,

— cordoanele T.V. cîte unul de abonat,

— cablul coaxial tip CC2Y-4 sau CC2Y-2.

Semnalul asigurat de instalație la abonat este de T.V.- minim 1 mV și pentru UUS minim 0,5 mV dacă în antenă (intrarea amplificatorului) cîmpul electromagnetic respectiv produce cel puțin 1 mV.

● Un nou receptor de televiziune a fost realizat de Uzinele Electronica. Televizorul „Cosmos 2" VS59-641 este un receptor de televiziune de tip superheterodină, în montaj cu cale comună pentru sunet și imagine (cu bătăi între purtătoare). El este destinat recepției a 12 canale care corespund normelor O.I.R.T.

Televizorul este echipat cu 18 tuburi electronice și 11 diode semiconductoare, un tub cinescop cu unghiul de deflexie de 110° cu diagonala de 59 cm, cu ecran aluminizat, cu focalizare electrostatică, de tip AW 59-90.

„Cosmos 2" este realizat pe circuite cu cablaj imprimat și pe circuite convenționale, este prevăzut cu un șasiu rabatabil în plan orizontal cu două poziții la 60° și la 90°, și are un difuzor eliptic.

Televizorul este prevăzut cu următoarele reglaje manuale : volum sonor, contrast, luminozitate, frecvența liniilor, frecvența cadrelor, acord fin, dimensiune imagine, liniaritate în partea inferioară a imaginii, liniaritate în partea superioară a imaginii, reglaj frecvențe înalte, reglaj frecvențe joase. De asemenea este prevăzut cu o intrare simetrică pe o impedanță de 300 Ω iar pentru 75 Ω este prevăzut cu un adaptor.

„Cosmos 2" este montat într-o casetă din placaj furniruit avînd dimensiunile aproximative de 595 × 542 × 357 mm.

Greutatea aproximativă : 30 kg.

Televizorul posedă reglaje automate pentru : acord fin, controlul fazei, frecvența liniilor, dimensiunile imaginii și mai este prevăzut cu registru de ton, vorbă și muzică și registru de imagine.

„Cosmos 2" se poate alimenta de la rețeaua de c.a 50 Hz la tensiunea de 120 V și 220 V și are un consum de aproximativ 160 VA.

Puterea de ieșire este de cel puțin 1,5 W pentru maximum 10% distorsiuni neliniare.

NOTE TEHNICE EXTERNE

Antene de radio și televiziune, montate special, în regiuni păduroase

Se știe că recepțiile de radio și televiziune cu modulație de frecvență sînt practic imposibile în locurile împădurite, deoarece perdelele de arbori constituie un ecran la propagarea undelor ultrascurte.

Tehnicienii de la Siemens au rezolvat această problemă într-o pădure din regiunea München, ridicînd un pilon înalt de beton în vîrful căruia au plasat antene de televiziune și de modulație de frecvență. Totodată au plasat, într-o cutie etanșă, un preamplificator de antenă, încît curentul să ajungă amplificat la baza acestui pilon de beton, prilejuind o audiție bună.

(Din „Télévision", iunie, 1964)

Televizor multiplex

Una din multiplele probleme de viitor ale televiziunii este și posibilitatea de a se realiza un „televizor pentru toate canalele", cu scopul de a da telespectatorilor, în mod simultan, ansamblul programelor de televiziune, cu ajutorul unui *televizor multiplex.*

Acest televizor ar trebui să fie prevăzut, de o parte și de alta a ecranului, cu două rînduri de ecrane mici dispuse vertical, de 7,5 cm fiecare ; aceste mici ecrane ar putea transmite simultan, fiecare alt program, decît cel de pe ecranul central.

În felul acesta, telespectatorul care urmărește programul de pe ecranul central, dar observă pe unul din ecranele laterale un alt program mai interesant, nu are decît să solicite acest program pe ecranul mare printr-o apăsare pe butonul de telecomandă al canalului respectiv.

Televizorul multiplex se va putea realiza, ținîndu-se seamă că anumite piese din montajul televizorului pot fi comune tuturor canalelor de recepție, mai ales dispozitivul de alimentare. S-ar mai putea, bunăoară, prevede un singur amplificator de frecvență intermediară, avînd la ieșire mai multe filtre care să permită separarea semnalelor diferitelor canale.

Acest „prospect" aparține lui Hugo Gernsbeck, în vîrstă de 79 de ani, care e socotit un „ideaman" (producător de idei) un fel de Jules Verne american al zilelor noastre, dispunînd de o mare audiență în opinia de peste Atlantic unde „proiectul" său a fost prezentat pe larg de revista Radio-Electronics (numărul din luna martie)

(Din „Télévision" mai, 1964)

Televiziune în culori și în relief

Cu ocazia Congresului anual I.E.E.E. (Institution of Electrical and Electronics Engineers) de la New York s-a deschis și o expoziție la Coliseum, unde au fost expuse noutățile din domeniul industriei electronice.

Astfel, a fost remarcat un nou tub de T.V. în culori, de 62,5 cm diametru, cu deviație de 90°, la standul „Sylvania". Ecranul e format de o rețea de puncte fluorescente roșii, albastre și verzi (650 pe cm^2). La același stand s-au făcut demonstrații de televiziune în relief. Imaginile sînt luate cu ajutorul a două camere, fiind apoi suprapuse pe ecranul unui televizor în culori. Una din imagini apare în roșu, cealaltă în albastru ; relieful imaginilor se obține privindu-le prin ochelari prevăzuți cu lentile roșii pentru un ochi și albastre pentru celălalt.

Acest sistem trebuie însă perfecționat, deoarece imaginea obținută nu realizează culorile ei reale.

(Din „Télévision" mai, 1964)

Televizor în serviciul radioscopiei

Fabrica Marconi a instalat un amplificator de imagini cu raze X la Central Middlesex Hospital din Londra, destinat examinării radiologice a stomacului.

Imaginea care apare pe ecranul fluorescent al aparatului de radiologie e intensificată printr-un amplificator de lumini, apoi e reprodusă pe ecranul unui receptor de televiziune prin intermediul unui sistem de televiziune în circuit închis. Doctorul are astfel posibilitatea să observe imaginea în condițiile cele mai confortabile și, mai ales, departe de sursa de raze.

Sistemul acesta poate avea și alte utilizări industriale, bunăoară la controlul radioscopic de la distanță și înregistrarea procesului continuu de fabricație.

(Din „Télévision" iunie, 1964)

Transmiterea rapidă a informațiilor

Au început încercările finale ale unui sistem de transmitere a informațiilor peste Oceanul Atlantic pe cablu, care permite să se transmită în decurs de 10 minute materialele unei pagini întregi de ziar. Cînd se va practica noul sistem, corespondenții ziarelor și revistelor americane își vor putea transmite informațiile din Londra nemijlocit la redacțiile lor cu o viteză de 750 cuvinte pe minut, ceea ce reprezintă de aproape 12 ori viteza transmiterii prin teleimprimatoarele moderne, care transmit numai 66 de cuvinte pe minut.

În redacții, informațiile transmise vor fi recepționate direct la teleimprimator fără prelucrarea intermediară la oficii poștale. Banda perforată astfel obținută va fi adecvată pentru transmiterea rapidă ulterioară.

Sistemul sus menționat de transmitere este elaborat de Administrația oficiilor poștale din Anglia în colaborare cu societatea „Western Union". El va permite să se accelereze considerabil transmiterea din Anglia în S.U.A. a articolelor, precum și a ziarelor și revistelor engleze. Totodată va contribui la lărgirea schimbului de asemenea materiale, care deocamdată este limitat din cauza costului ridicat și a vitezei reduse de transmitere a informațiilor peste ocean.

(Din „Times" 24/IV/1963)

Teleimprimator electronic

La o expoziție de la Belgrad a putut fi vizionat un teleimprimator electronic, realizat cu participarea Institutului de cercetări științifice pentru automatică și telecomunicații „Mihailo Pupin" din Belgrad.

Teleimprimatorul, de tip „ETT-1", cu transmițător automat și reperforator pe bandă are trei viteze de lucru — 45,5 ; 50 și 75 Baud.

Caracteristicile tehnice ale noului aparat sînt superioare teleimprimatorului obișnuit, de construcție mecanică. El recepționează semnale cu distorsiuni pînă la + 47%, iar la ieșirea transmițătorului distorsiunile sînt mai mici de 1%.

Teleimprimatorul este prevăzut cu o cutie de comandă și poate fi racordat nemijlocit la o centrală manuală sau automată. El poate funcționa la o temperatură variind de la 10—20 °C la + 55 °C.

(Din „Borba", 6/XII/1964)

Radiodifuziunea și televiziunea pe glob

În fiecare zi, 400 milioane de radioreceptoare și 130 milioane de televizoare informează populația din lume întreagă despre ultimele noutăți.

Aceste date rezultă dintr-un raport intitulat World Communications care a fost publicat de UNESCO.

Raportul indică de asemenea că numărul total de radio receptoare a crescut cu 60%, iar al televizoarelor s-a triplat în decursul ultimilor zece ani.

Televiziunea care era încă necunoscută în 1953 în Africa, Asia și America Latină, se răspîndește rapid în toate părțile globului.

Mărirea rapidă a numărului de radioreceptoare este semnificativă prin aceea că astăzi raportat la întreaga populaţie a globului, revin 13 radioreceptoare la o sută de locuitori. Ţările în curs de dezvoltare dau prioritate radiodifuziunii ca fiind cel mai eficace mijloc de informare.

Ca date comparative luate la o sută de locuitori, în Africa există două radioreceptoare, în Oceania şi URSS cîte 21, în restul Europei cîte 23 iar în America de Nord cîte 72 aparate. În Statele Unite ale Americii există 100 aparate de radio la suta de locuitoti.

Pentru prima oară în istoria televiziunii, mai mult de jumătate din numărul total de receptoare se găsesc în Statele Unite ale Americii, care ocupă astfel primul loc în această ierarhie cu 90 de receptoare de televiziune la suta de locuitori.

Urmează apoi Japonia cu 13 milioane de receptoare de TV (95% din întreaga Asie) şi 127 emiţătoare din 170 cîte se găsesc în această regiune.

În Africa, 45 de state nu au încă servicii de televiziune iar celelalte 12 care dispun de un asemenea serviciu, se concentrează mai mult asupra emisiunilor educative.

În continuare, World Communications subliniază rolul pe care-l joacă invenţiile tehnice în dezvoltarea mijloacelor de informare.

Receptoarele de radio cu tranzistoare şi modulaţia de frecvenţă în emisiunile radio permit o recepţie mai clară şi mai stabilă în numeroase ţări.

În domeniul televiziunii, s-au construit receptoare portative şi se preconizează introducerea treptată a televiziunii în culori.

De asemenea stabilirea legăturilor de telecomunicaţii prin sateliţi artificiali ai pămîntului deschide mari perspective pentru realizarea emisiunilor de televiziune la foarte mare distanţă.

(Din „Journal des télécommunications", iunie, 1964).

Folosirea televiziunii în lupta contra cancerului

Sistemul de televiziune în circuit închis care este utilizat la Institutul Oncologic din Columbia britanică, Vancouver, a fost instalat în anul acesta de către British Colombia Telephone Company, o filială a lui General Telephone and Electronics Corporation.

Acest sistem este în serviciul unui laborator de citologie unde se face examinarea finală a unor lamele purtătoare de ţesuturi suspecte. Primele cercetări ale acestor ţesuturi sînt efectuate de tehnicieni într-un laborator special de examene vizuale.

Celulele care nu dau o reacţie totală negativă sînt trimise tehnicianului şef al laboratorului care procedează la un nou examen cu ajutorul sistemului de televiziune. O cameră de luat vederi „Sylvania 800" este montată pe un microscop de mare putere şi transmite imaginea la un receptor de televiziune avînd diagonala ecranului de 35,5 cm. Acest receptor de TV se află în interiorul laboratorului. Cînd şeful serviciului de patologie stabileşte diagnosticul final, imaginea este redată simultan pe un ecran de 58,4 cm aşezat în laboratorul de examene vizuale unde mai mulţi cercetători pot urmări examenul respectiv.

(Din „Journal des télécommunications", iunie, 1964).

Legături telefonice cu raze infraroşii

În S.U.A. a fost elaborat un nou tip de aparat denumit „Infraphone" cu ajutorul căruia se pot realiza legături telefonice bilaterale, independent de condiţiile atmosferice sau de lumină. Unda purtătoare este o rază infraroşie care nu poate fi percepută de ochiul omenesc.

Convorbirile se pot duce însă, numai între două puncte care se văd. Totuşi, prin intermediul unor oglinzi se pot ocoli şi obstacole, putîndu-se stabili astfel legături directe. Ca sursă de curent sînt folosite baterii obişnuite.

Schemele fiind construite pe bază de circuite imprimate iar amplificatoarele fiind tranzistorizate, greutatea unui astfel de telefon emiţător-receptor nu depăşeşte 235 g.

(Din „Neuheiten und Erfindungen", nr. 338, 1964)

Dioda fotoparametrică

La institutul „Spery Rand Research Center" din Sudbury (Massachusetts — S.U.A.) s-a construit un nou dispozitiv de comunicaţie spaţială denumit diodă fotoparametrică. Deşi dimensiunile ei sînt cu puţin mai mari decît ale unei gămălii de ac, ea poate detecta şi amplifica semnalele purtate de unde luminoase de mai puţin de o miliardime de watt.

În realitate ea este un ochi electronic cu un diametru de o treime de cm, sensibil la o lumină extrem de slabă, putînd deveni elementul esenţial a unei unităţi de recepţie de comunicaţii spaţiale ale cărei dimensiuni să nu depăşească pe acelea ale unei cutii de chibrituri.

Dispozitivul trebuie să amplifice de 100 de ori prin sistemele sale de comunicaţie spaţială, semnalele trimise de emiţătoarele de unde luminoase care se află la distanţe de milioane de kilometri.

Dioda funcţionează într-o gamă de frecvenţă foarte întinsă putînd detecta şi amplifica la fel de bine semnalele fonice de joasă frecvenţă precum şi semnalele radar de hiperfrecvenţă.

(Din „Atomes", mai, 1964)

Indicator al nivelului de zgomot

De curînd s-a realizat un indicator al nivelului de zgomot care se poate construi uşor, compus dintr-un microfon cu bobina mobilă sau cu cristal, un transformator de adaptare ridicător de tensiune, un amplificator cu tranzistoare (OC71 sau echivalent) cu două etaje, un redresor (diodă cu germaniu), un miliampermetru cu cadru mobil (0 ... 5 mA), o baterie electrică de 9 V şi cîteva piese componente obişnuite. Acest indicator al nivelului de zgomot se poate folosi pentru controlarea absorbţiei sunetului de către anumite materiale folosite într-un studio ; amplasarea difuzoarelor astfel încît în toate părţile unei instalaţii în aer liber să se primească o informaţie bună ; repartizarea difuzoarelor stereofonice pentru a da cel mai bun efect posibil etc.

El se poate de asemenea utiliza la controlarea înregistrărilor eliminîndu-se căştile de control şi permiţînd operatorului să oprească înregistrarea cînd nivelul sunetului este prea slab ca să fie înregistrat.

Indicatorul nivelului de zgomot se poate folosi împreună cu o umbrelă şi un microfon separat pentru a da un efect direcţional într-o singură poziţie.

Pentru ca pînza umbrelei să nu permită pierderea unei părţi a energiei acustice, ea se poate executa din material plastic, un mediu aproape perfect pentru reflectarea sunetului.

Suprafaţa interioară a umbrelei nu trebuie să fie acoperită cu o vopsea care să reflecte puternic razele calorice pentru a nu se deteriora microfonul, deoarece, în focar, temperatura poate depăşi + 112°C dacă vopseaua reflectă bine razele calorice.

Microfonul poate fi deplasat în lungul bastonului pentru a mări sau micşora unghiul.

Dacă ieşirea microfonului este conectată la un indicator de nivel al zgomotului şi reflectorul este îndreptat spre un sunet situat la distanţă, aparatul de măsurat va indica cînd s-a obţinut sunetul maxim.

Ansamblul poate fi folosit şi pentru transmiterea sunetului într-o singură direcţie principală montînd în locul microfonului un difuzor tip miniatură conectat la priza difuzorului exterior al magnetofonului.

Pentru utilizare, după punerea în funcţie a aparatului, se loveşte uşor microfonul şi aparatul de măsurat trebuie să dea o indicaţie oarecare, acul indicator deplasîndu-se spre valori mai mari.

Dacă aparatul este amplasat înspre un semnal acustic de nivel constant, potenţiometru poate fi reglat pentru a se obţine o indicaţie maximă a aparatului de măsurat.

(Din „Practical Wireless", noiembrie, 1963)

REFERATE

CLARK, LOWELL şi alţii. **Îmbunătăţirea caracteristicilor circuitelor la semnale slabe**, Electronics, 36 (1963) nr. 49, decembrie, pag. 46 — 51, 5 fig., 10 ref. bibl.

Prin perfecţionarea metodelor de fabricare a tranzistoarelor cu siliciu a devenit posibilă utilizarea lor în domeniul semnalelor slabe de audiofrecvenţă sau de radiofrecvenţă, problemă care era dificilă pînă în prezent din cauza nivelurilor mari de zgomot.

S-au adus o serie de îmbunătăţiri tranzistoarelor cu siliciu de tip p-n-p din punct de vedere al nivelului de zgomot, pe baza perfecţionării tehnologiei de obţinere a tipurilor planare, cu straturi epitaxiale şi cu grosimi şi distribuţii de impurităţi perfect controlate. Se dă un exemplu pe o schemă de amplificator de audiofrecvenţă la care prin folosirea unor astfel de tranzistoare s-a obţinut un nivel redus de zgomot. Apoi se analizează comportarea şi îmbunătăţirea răspunsului acestor tranzistoare în înaltă frecvenţă, în funcţie de curenţii de lucru şi de tensiunile de polarizare şi legată de fenomenul intim de trecere a impurităţilor injectate prin regiunea neutră.

În continuare se descriu în mod amănunţit diodele varactor şi îmbunătăţirile aduse acestora pe baza noii tehnologii adoptate.

În încheiere se arată şi utilizarea tranzistoarelor de putere în înaltă frecvenţă în lumina aceleaşi tehnologii de fabricaţie.

****Realizarea circuitelor imprimate printr-un procedeu simplu**, Electronique Professionelle, 32 (1963), nr. 333, decembrie, pag. 57 — 58, 4 fig.

În articol se arată tehnologia de imprimare pentru realizarea circuitelor imprimate şi se prezintă o trusă cu care să se obţină aceste circuite pentru diverse machete sau prototipuri. Iniţial se stabileşte poziţia pieselor şi a conexiunilor în spaţiu disponibil iar după aceea se acoperă cu vopsea partea de cupru a plăcii de imprimat pe porţiunile care necesită o protecţie. Pentru o perioadă de 1 — 2 ore, placa se cufundă într-o soluţie de perclorură de fier, timp în care se elimină cuprul de pe suprafaţa neprotejată. Cu ajutorul unui dizolvant se înlătură vopseaua aplicată. După aceea se dau găurile necesare fixării pieselor, care se sudează cu un mic ciocan de lipit.

Componenţa trusei este următoarea : o baie, un flacon pentru păstrarea soluţiei, cristale de perclorură de fier, o cutie de vopsele şi două pensule, un fierestrău, un dispozitiv de găurit cu cinci burghie şi o placă de bachelită acoperită cu cupru.

În figurile care însoţesc textul se indică procedeul de realizare a acestor circuite imprimate.

KELLER, HANS. **Calităţile şi aplicaţiile filtrelor piezoelectrice**, Radio et TV, (1963), nr. 422, decembrie, pag. 432 — 434, 5 tabl, 2 ref. bibl.

Filtrele piezoelectrice sînt mai recomandate decît cele de tipul LC folosite curent la executarea circuitelor selective, din următoarele motive :

a) realizează un factor de calitate mult superior filtrelor LC ; b) prezintă o mai mare robusteţe mecanică şi o mai bună stabilitate mecanică ; c) prezintă o reproductibilitate industrială.

Aceşte tipuri de filtre se pot folosi cu succes în montajele cu tranzistoare deoarece ele prezintă o impedanţă mai mică comparativ cu filtrele cu cuarţ.

Se arată modul de fabricaţie, dîndu-se cîteva cifre orientative, iar apoi se subliniază posibilitatea folosirii lor pentru generarea de tensiuni înalte, precum şi drept convertizoare electroacustice. Aliajul piezoelectric are o frecvenţă de oscilaţie radială şi una axială. Aliajul prezintă o mare stabilitate a frecvenţei (± 0,1 % pentru variaţii ale temperaturii între −20 şi +65°C şi 0,2% pentru o îmbătrînire de 10 ani).

Schema electrică echivalentă a aliajului permite calculul celor două frecvenţe, al inductanţei şi al rezistenţei de pierderi.

În încheiere, se dau relaţii de proiectare a diverselor circuite, precum şi unele date privind corelaţia între cele două frecvenţe amintite.

SLAVSKI, G. N. **Filtre active RC pentru frecvenţe joase, echipate cu tranzistoare**, Radiotehnika, 18 (1963) nr. 12, decembrie, pag. 48 — 56, 8 fig., 1 tabl. 13 ref. bibl.

Filtrele LC prezintă o serie de dezavantaje pentru frecvenţe sub cîteva sute de herţi şi anume : volum şi greutate mare, saturaţie la semnale mari etc.

Filtrele RC cu elemente active sînt cele mai convenabile, ele permiţînd compensarea pierderilor în cadrul benzii de trecere. Se studiază posibilităţile de realizare a unor astfel de filtre cu tranzistoare, proiectarea lor bazîndu-se pe obţinerea unui anumit modul al funcţiei de transfer. Se studiază analitic cazul general al unui astfel de filtru activ, care trebuie să fie format din celule de ordinul doi montate în cascadă şi se determină principalii săi parametri.

Se studiază două tipuri de scheme realizate cu amplificatoare, avînd diferite reţele RC în bucla de reacţie negativă. Se determină analitic parametrii reţelelor RC în cele două variante : o punte în dublu T şi reţele RC de diferenţiere. Cele două variante de filtre sînt echivalente în multe privinţe, însă a doua variantă prezintă avantajul de a fi mai stabilă şi de a transmite componenta continuă a semnalului fără nicio derivă termică a punctului de zero.

MAYWALD, M. **Dezvoltarea reţelei de cabluri coaxiale pentru telecomunicaţii din Europa**, Der Fernmelde-Praktiker, (1963), nr. 11, noiembrie, pag. 241 — 244.

Autorul îşi propune să dea o privire de ansamblu asupra situaţiei actuale a reţelei de cabluri coaxiale pentru telecomunicaţii din Europa.

Nu se tratează problema transmisiei prin radiorelee şi a transmisiei pentru televiziune. Din întrecerea continuă dintre dezvoltarea tehnicii curenţilor purtători şi progresele tehnicii cablurilor se formează în principiu trei tipuri diferite de linii. Astfel, începînd din anul 1920, au fost folosite circuitele aeriene cu diametrul de 3 mm, funcţionînd pe sistemele de curenţi purtători cu maximum 15 căi. Din anul 1936 circuitele şi sistemele de curenţi purtători au fost adaptate mai bine, introducîndu-se în exploatare cablurile simetrice pentru telecomunicaţii înfuniate în cuarţe stea cu conductori de 1,2 mm diametru servind drept circuite bază pentru sistemele V12, V60 şi V120. În timp ce pentru transmiterea unei convorbiri de frecvenţă vocală (FV) printr-un circuit aerian sînt necesare circa 100 kg cupru pentru fiecare cale-kilometru necesarul de cupru scade la circa 0,3 kg în cazul echipării complete a cablurilor simetrice cu sisteme V120. Şi mai economice sînt sistemele V960 şi V2700 la care necesarul de cupru scade mult ajungînd la ultimul, doar la 0,08 kg pentru fiecare cale-kilometru.

Este de remarcat că a fost posibilă o reducere de o mie de ori a necesarului de cupru în greutate.

În ultimii ani, o dată cu creşterea traficului în telecomunicaţii a apărut suplimentar şi necesitatea de a se transmite fascicule de căi, de exemplu circa 300 sau 600 căi pe un circuit. A devenit imperios necesară crearea unui tip de pereche coaxială mai ieftină pe care să funcţioneze sistemele de curenţi purtători cu număr mediu de căi care să impună aproximativ acelaşi interval între staţiile repetoare ca şi sistemul V 2700.

Se dă în continuare o situaţie a reţelei de cabluri coaxiale din Germania înainte de 1945 precum şi rezolvarea reţelei europene la cabluri coaxiale pînă în anul 1962.

Programul de dezvoltare pentru aceste reţele în perioada de la 1958 pînă în 1962 a fost concretizată într-un plan general CCITT. Din unele date în articol se observă că inves-

tițiile cele mai mari pînă în prezent pentru telecomunicații au fost realizate între anii 1952 și 1962.

Din tabelele și hărțile de ansamblu rezultă clar cît de mari sînt sarcinile în estul și sud-estul european pentru realizarea legăturilor între diferite capitale și între regiunile cele mai importante din punct de vedere economic, pentru rezolvarea problemei realizării unor rețele de cabluri coaxiale de capacitate corespunzătoare. Astfel prin strîngerea în continuare a relațiilor politice internaționale, este posibilă realizarea „inelului de cabluri" de telecomunicații de mare distanță din nord-estul Europei.

Recenta realizare a legăturii directe prin teleimprimator pe circuit fizic între Moscova și Washington este încurajatoare.

Dată fiind durabilitatea relativ mare a cablurilor, precum și a echipamentelor cablurilor coaxiale, ele vor constitui în a doua jumătate a secolului 20, baza rețelelor europene, naționale și internaționale de mare distanță.

Specialiștii din domeniul telecomunicațiilor studiază tehnica și aspectul economic al unor astfel de sisteme de transmisiune de bandă largă, care vor transmite în viitor, simultan, pînă la 5 000 căi pe o pereche coaxială CCI și pînă la 2 700 convorbiri, pe perechea miniatură.

Perspectiva mai îndepărtată a tehnicii informațiilor o constituie verificarea rentabilității ghidurilor de undă, utilizînd unde H_{01} sau lasere, pentru darea în exploatare a acestor sisteme.

WHEATLEY, G. F. **Elemente de proiectare pentru circuitele de deviație echipate cu tranzistoare din receptoarele de TV,** Trans. I.E.E.E. Broadcast and Television Receivers. BTR-9 (1963), nr. 2, iulie, pag. 72 — 80, 11 fig., 3 ref bibl.

Este avantajos ca în receptoarele de televiziune să se utilizeze tensiuni înalte pe considerente tehnico-economice, deoarece ea face posibilă utilizarea unor condensatoare electrolitice mai mici și mai ieftine pentru corecția liniarității, îmbunătățește mult randamentul etc. Dar pentru a se utiliza tensiuni mai înalte trebuie efectuate unele modificări la circuitele din schemă cît și unor piese componente cum ar fi diodele semiconductoare sau tranzistoarele care vor trebui să suporte alte tensiuni decît cele prevăzute inițial.

Plecînd tocmai de la modificările necesare, se analizează construcția circuitului deviației orizontale și celui al deviației verticale. Se analizează măsurile de prevenire ce trebuie luate pentru preîntîmpinarea amorsării descărcărilor în arc, aceasta în legătură cu funcționarea circuitului deviației orizontale. De asemenea se analizează pierderile, puterea obținută precum și posibilitățile realizării liniarității deviației.

Pe baza unor scheme și a unor curbe experimentale ridicate pe diferite tipuri de receptoare existente se analizează funcționarea circuitului deviației orizontale cît și a celei verticale.

CALUWÉ, R. **Măsurător de cîmp de televiziune, echipat cu tranzistoare,** Télévision, (1963), nr. 138, noiembrie, pag. 287 — 289.

La instalarea unei antene pentru recepționarea programelor de televiziune este necesar ca să fie cît mai bine amplasată. De aceea este nevoie să dispunem de un aparat simplu de măsurat cîmpul, foarte sensibil și ușor manevrabil.

În Franța, s-a construit un astfel de aparat de măsură, care a permis efectuarea unei măsurări de cîmp la distanțe de 170 km de emițătorul de TV de la Marsilia, în spatele unui lanț de munți. Pentru a avea un cîmp acceptabil, care să poată fi util precedat de un amplificator de 34 dB, alimentat de la o antenă cu cel puțin 12 elemente, trebuia ca recepția audio la aparatul de măsurat să fie astfel realizată încît suflul datorat superreacției să fie practic neglijabil. De altfel, raportul sunet/suflu este acela care permite să se determine puterea cîmpului într-un loc dat. Pe de altă parte, antena fiind bidirecțională, se pot găsi puncte nedorite de coincidență (în fază) ale unei directe, cu undele reflectate. Dacă există motive de a ne teme de undele reflectate care ar da un cîmp apreciabil (deci o imagine multiplă), o mică antenă cu trei elemente va permite imediat să ne dăm seama de aceasta prin compararea intensității undei directe cu cea a undelor reflectate. Este recomandabil ca aparatul de măsurat să fie menținut în aceeași poziție, în raport cu corpul, deoarece masa corpului influențează puțin antena. Stabilitatea acestui aparat este remarcabilă ; poate fi folosit multe ore, cu deplasări multiple, fără să fie necesară retușarea reglajului.

Schema descrisă în articol este dată cu valori reale și cuprinde : un etaj amplificator pe frecvența ultraînaltă, un oscilator cu superreacție și două etaje amplificatoare de audiofrecvență.

Se descrie apoi în mod amănunțit modul de construcție și materialele necesare.

Rezultatele obținute cu acest măsurător de cîmp sînt satisfăcătoare.

AVINS, J. **Raportul semnal-zgomot de audiofrecvență în receptoarele de televiziune de tip intercarrier,** Trans. I.E.E.E. Broadcast and Television Receivers, BRT-9 (1963), nr. 2, pag. 9 — 17, 17 fig., 4 ref. bibl.

În primul rînd se trec în revistă deosebirile dintre receptoarele de televiziune cu canale video și audio separate și cele de tip intercarrier, iar apoi se analizează comportarea celor două tipuri de receptoare din punct de vedere al raportului semnal/zgomot și se studiază influența scăderii puterii de audiofrecvență față de cea de videofrecvență, asupra performanțelor receptoarelor. Se poate face un studiu analitic al raportului semnal/zgomot pornind de la trei surse de zgomot într-un sistem de tip intercarrier : zgomotul din vecinătatea frecvenței purtătoare corespunzătoare canalului video, care produce o modulare în frecvență a acestei frecvențe purtătoare, zgomotul rezultat dintr-un fenomen de intermodulare în etajul doi de detecție și zgomotul produs în primul etaj de frecvență intermediară.

În încheiere, rezultatele analitice sînt comparate cu cele obținute pe cale experimentală, indicîndu-se metodele statistice și dinamice de măsurare utilizate.

BUCINSKI, I, **Antenă pentru recepția prin difuziune troposferică a programelor de televiziune,** Radio, (1963), nr. 10, octombrie, pag. 31 — 33, 4 fig.

La distanțe mari (200 ... 3 000 km și chiar mai mult), recepția programelor de televiziune este sigură, necesitînd însă o instalație de recepție care să aibă o mare rezervă de amplificare. Aceasta se poate realiza fie prin folosirea unui amplificator de antena special, cu zgomot propriu mic, fie prin folosirea unei antene cu un cîștig mare.

În articol se analizează construcția unei antene cu un cîștig de 200 .... 400, destinată pentru recepție sigură, datorită difuziunii de la neomogeneitățile troposferei.

Construcția antenei se bazează pe ideea că mai multe reflectoare care acționează sinfazat asupra vibratorului, trebuie să mărească mult cîștigul antenei cu trei elemente. Acest lucru este posibil numai atunci cînd reflectoarele formează un cilindru parabolic (rețea parabolică) cu un dipol vibrator pe linia focală. Ulterior, numărul de elemente directoare a fost mărit la trei (antenă cu cinci elemente), iar antena a fost realizată sub forma unei antene sinfazate, cu două etaje, dispusă pe două rînduri.

Se descrie de asemenea o antenă sinfazată cu 20 elemente, realizată din patru antene identice, montate pe un suport metalic comun.

În încheiere se indică date de construcție, reglare și adaptare a antenelor, metodele de măsurare a parametrilor antenelor, precum și încercările practice ale acestora.

TETZNER, K. **Noutăți în tehnica receptoarelor de TV,** Funkschau, 35 (1963), nr. 19, octombrie, pag. 525 — 527, 9 fig.

În articol se prezintă schema de alimentare a unui televizor universal echipat cu tuburi electronice, care utilizează o diodă cu siliciu ca rezistență în circuitul filamentelor. Se dau modele de blocuri schimbătoare de canale echipate cu tranzistoare la care acordul se realizează cu un condensator variabil, inductanțele fiind schimbate pentru fiecare canal. Utilizarea diodei de siliciu în circuitul filamentelor permite realizarea alimentării în curent continuu pulsatoriu, redu-

cîndu-se tensiunea de brum, iar izolaţia catod-filament nemaifiind solicitată la tensiunea ridicată.

Se descrie noua schemă pentru reglarea amplificării etajelor de frecvenţă intermediară, precum şi noi tipuri de televizoare cu picup, televizoare portative cu ecran mare (cu diagonala de 41 şi de 59 cm), un televizor cu diagonala de 69 cm etc.

Dintre televizoarele pseudostereoscopice se descrie un tip, care datorită efectului introdus prin utilizarea unor ochelari speciali cu un filtru polarizat, dă senzaţia unei imagini în relief.

Se prezintă un sistem de mărire a imaginii de la diagonala de 59 cm la o diagonală de 75 cm, prin care contrastul şi definiţia se păstrează aceleaşi.

CZIRER, T şi T. MOCSARI, **Înregistrarea semnalelor video,** Hiradàstechnika, 14 (1963), nr. 6, decembrie, pag. 227 — 233, 13 fig., 8 ref. bibl.

În articol se tratează problema înregistrării pe cale electrică a informaţiilor ce privesc imagini. Se analizează caracteristicile înregistrării semnalelor video şi dificultăţile legate de înregistrarea şi redarea acestora. Se descriu principiile constructive ale unor instalaţii moderne şi se analizează funcţionarea dispozitivelor de corecţie şi de comandă automată folosite în cadrul înregistrării magnetice a imaginilor. Se prezintă schema-bloc a „magnetofonului de TV" al firmei RCA şi a instalaţiei „Optacord 500" a firmei Loewe Opta. De asemenea, se dau unele detalii mecanice şi electrice ale diferitelor instalaţii de acest tip, realizate de diferite firme.

Se descrie principiul înregistrării termoplastice a imaginilor sistem care permite o citire pe cale electrică a benzii şi o mărire însemnată a duratei de folosire a acesteia.

DEHAY, R. **Studiul şi realizarea unui magnetofon profesional,** Revue du Son, (1963) nr. 128, decembrie, pag. 505 — 509, 17 fig., 4 ref. bibl.

În articol se insistă în special asupra circuitului de înregistrare pentru magnetofoanele cu una sau mai multe piste, în ceea ce priveşte metodele tehnice folosite pentru înlăturarea brumului la niveluri joase, pentru evitarea diafoniei şi a unei magnetizări nepermise a miezului.

Se studiază problema cuplajului prin transformator între miez şi primul etaj de amplificare, care trebuie să fie astfel proiectat, încît să se realizeze un compromis între banda de trecere (în special transmiterea corectă a frecvenţelor joase), raportul de transformare al transformatorului şi raportul semnal/zgomot. Se subliniază necesitatea execuţiei comenzilor cu ajutorul releelor şi precauţiile ce trebuie luate pentru limitarea capacităţilor introduse de contacte şi pentru evitarea unei ştergeri accidentale.

Se descrie sistemul de alimentare în curent continuu pentru alimentarea primului etaj şi a releelor şi sistemul de protecţie pentru mecanismul de antrenare al benzii. Se remarcă construcţia aparatului pe module şi interconectarea lor cu ajutorul cuplelor, ceea ce uşurează depanarea sau controlul electric.

BONNET, M. I. **Folosirea capetelor cu miez de ferită pentru redarea şi ştergerea benzilor de magnetofon,** Revue du Son, (1963) nr. 128, decembrie, pag. 510 — 512, 2 fig.

De obicei capetele de redare şi de ştergere ale magnetofoanelor actuale sînt confecţionate dintr-un miez de permalloy sau mumetal. În articol se arată avantajele unui miez din ferită cu structură cristalină cubică numit Feroxcub. Pentru un acelaşi nivel de ieşire, feroxcubul are avantajul unor pierderi totale mai mici în raport cu frecvenţa, o durată de viaţă mai lungă privită din punct de vedere al uzurii mecanice, iar curba de răspuns este asemănătoare celei cu miez din mumetal. Dezavantajul acestui miez constă în greutatea prelucrării sale, legată de necesitatea unei şlefuiri cît mai perfecte şi de executarea unui întrefier de adîncime şi lărgime constante.

Se analizează în continuare trei valori care pot da o indicaţie clară asupra calităţii miezului şi anume : frecvenţa de rezonanţă care nu trebuie să fie mai mică de 16 kHz pentru o capacitate de 200 pF ; frecvenţa de tăiere pentru o viteză dată a derulării benzii ; nivelul de ieşire. În general între aceste valori se face un compromis.

În încheiere, se dă un exemplu numeric din care reiese că feroxcubul poate fi folosit cu succes la frecvenţe înalte.

ASCHEN, R. **Radiodifuziunea stereofonică cu modulaţie de frecvenţă, după principiul multiplex,** Radio et TV, (1963) nr. 420, octombrie, pag. 357 — 359, 8 fig.

În sistemul F.C.C., frecvenţa purtătoare este modulată în frecvenţă de semnalul sumă dat de două microfoane (stînga, dreapta) şi simultan de două benzi laterale produse de semnalul diferenţă, care modulează în amplitudine o frecvenţă subpurtătoare centrată pe 38 kHz.

Se impune producerea frecvenţei subpurtătoare şi aplicarea ei demodulatorului semnalului diferenţă, deoarece această frecvenţă nu este transmisă la recepţie. În sistemul F.C.C. frecvenţa subpurtătoare este transmisă sub forma unui semnal de 19 kHz, care este detectat de către discriminatorul receptorului, apoi amplificat şi dublat pentru a obţine semnalul de 38 kHz. Este necesar un generator modulat în frecvenţă (generatorul multiplex) pentru punerea la punct a adaptoarelor stereofonice. Acest generator poate fi modulat de semnalul sumă, de semnalul diferenţă şi de frecvenţa de 19 kHz. Se indică schema unui generator pilot de 19 kHz, a dublorului pentru a se obţine 38 kHz şi a etajului modulator.

În continuare se dă schema etajului de amestec al generatorului multiplex şi se explică funcţionarea acestora. Avantajul modulaţiei în sistemul F.C.C. rezidă în faptul că nu se depăşeşte lăţimea de bandă admisă în prezent.

WILHELM, K. **Decodificator stereofonic construit după principiul explorării,** Funktechnik, 18 (1963), nr. 23, decembrie, pag. 860 — 861, 4 fig.

Acest tip de decodificator descris este construit după principiul matricelor. Din semnalul multiplex se obţin separat semnalele sumă şi diferenţă, care apoi se adună într-o schemă în matrice, astfel încît se obţin la ieşire semnale pentru canalele dreapta şi stînga, pe cînd, la procedeul prin explorare, semnalul multiplex este adus la un comutator elctronic cu diode, care distribuie alternativ semnalul în ritmul frecvenţei purtătoare de 38 kHz la canalele stînga şi dreapta. Astfel se produce semnalul de AF pentru canalele dreapta şi stînga, prin interferenţă cu funcţia de comutare. Tipul de decodificator stereofonic realizat pe principiul exploatării este echipat cu un tub complex ECF 80, două diode OA 161 montate ca dublor de frecvenţă şi patru diode OA 161 montate într-o schemă de comutator electronic pentru cele două canale simetrice dreapta şi stînga.

În articol se dă schema de principiu a decodificatorului cu explicaţiile necesare şi apoi schema unui indicator stereofonic alcătuit dintr-un tranzistor, o diodă redresoare pentru alimentarea montajului la tensiunea de 6,3 V curent alternativ, un bec indicator de 7 V/0,1 A etc.

Acest decodificator stereofonic poate fi montat pe şasiu, în interiorul radioreceptorului.

CROWHURST, N. H. **Măsurări simple ale difuzoarelor,** Radio—Electronics, 34 (1963), nr. 9, septembrie, pag. 37 — 39.

Deşi marea majoritate a specialiştilor susţin că unui difuzor i se pot măsura performanţele numai într-o „cameră surdă", totuşi în articol se arată o metodă mai eficace şi mai apropiată de realitate.

În esenţă, metoda constă în măsurarea impedanţei difuzorului în timpul reglării lui. Avantajul constă în vizualizarea măsurărilor prin faptul că se utilizează un osciloscraf.

Măsurarea impedanţei cu ajutorul unui osciloscraf nu este o metodă nouă ; ea constituie un mijloc imediat pentru determinarea modulului şi a fazei impedanţei, pentru descoperirea rapidă a rezonanţelor etc.

Marele avantaj al osciloscrafului atunci cînd se fac experienţe cu difuzoare constă în faptul că el este sensibil atît

la faza, cît şi la modulul impedanţelor. Uneori, prin reglare se va produce numai o mică variaţie a fazei impedanţei reflectate, insuficientă pentru a provoca o variaţie vizibilă a modulului. Variaţia fazei permite descoperirea unor rezonanţe supraamortizate, care n-ar putea fi descoperite niciodată prin intermediul variaţiei modulului. Mai mult, se poate observa imediat, atunci cînd se deschide sau se închide o cutie, dacă o rezonanţă este amortizată sau deplasată. O deplasare rapidă a frecvenţei permite „depistarea" acestei rezonanţe şi găsirea modului în care a fost variată mărimea lui. Întregul procedeu este mai simplu decît utilizarea unei „camere surde", unde se cer să se ridice numeroase curbe şi apoi să se interpreteze aceste curbe, înainte de a se şti ce se urmăreşte.

Montajul este extrem de simplu. Se conectează un oscilator la bobina mobilă a difuzorului printr-o rezistenţă în serie. Se conectează apoi oscilografuI în aşa fel, încît semnalul de deviaţie pe orizontală să fie constituit de tensiunea de la bornele rezistenţei, iar semnalul de deviaţie pe verticală — de tensiunea de la bornele bobinei mobile.

Această metodă dă rezultate bune deoarece energia acustică radiată de difuzor afectează impedanţa acestuia.

Rezistenţa conectată în serie cu difuzorul nu este critică. Autorul a utilizat o rezistenţă de 100 Ω deoarece este mult mai mare decît impedanţa difuzorului, menţinînd astfel curentul aproape constant şi împiedicînd apariţia unor distorsiuni prin scurtcircuitarea ieşirii oscilatorului.

Se tratează apoi cazul difuzorului cu radiaţie directă. Rezultă din alura buclei că impedanţa difuzorului în acest caz este rezistivă.

Apoi se arată modalitatea acordării unui sistem reflex (cutie bass-reflex).

STONE, R. B. şi G. M. WHITE. **Corelator numeric pentru detectarea oscilaţiei fundamentale a vocii,** Electronics, 36 (1963) nr. 47, noiembrie, pag. 28 — 30, 2 fig., 9 ref. bibl.

Acest tip de corelator dă posibilitatea extragerii oscilaţiei fundamentale a unui sunet care conţine o serie de armonice, sau obţinerea oscilaţiei fundamentale atunci cînd aceasta a fost filtrată complet din spectrul acustic, de exemplu în cazul retransmiterii vocii prin telefon.

Scopul care se urmăreşte este realizarea posibilităţii de dirijare a unor instalaţii automate prin comenzi enunţate verbal, sau realizarea unei maşini de scris automate, care să poată reproduce un text dictat. Pînă în prezent pentru a se putea obţine oscilaţia fundamentală a sunetelor s-au folosit mai multe metode prin care şi cea a rezonatoarelor (vocoder).

Metodele care se cunosc pînă acum folosesc detectoare de vîrf, filtre trece-jos şi dispoziţie de corelaţie.

Corelatorul descris foloseşte o metodă de eşanţionare adaptivă, şi nu de simulare, cum este cazul celorlalte dispozitive de acest fel.

Principiul instalaţiei se bazează pe proprietatea vocii de a-şi menţine inteligibilitatea chiar şi în cazul cînd i se sustrage toată informaţia de amplitudine, adică atunci cînd este întreruptă cu o frecvenţă de repetiţie foarte mare.

Inteligibilitatea se menţine şi dacă unda întreruptă rezultantă este eşanţionată sincron la o frecvenţă mai ridicată de 5 kHz. Astfel, vorba poate fi reprezentată prin semne binare, semnul fiind unu, dacă oscilaţia iniţială este pozitivă şi zero, dacă aceasta este negativă. Această informare binară se foloseşte la reconstituirea oscilaţiei fundamentale.

Se descrie în mod amănunţit modul de lucru al corelatorului pe bază de exemple, dîndu-se şi schema-bloc. Se prezintă avantajele instalaţiei şi dificultăţile care apar în anumite cazuri practice. Împreună cu un detector de maxim, corelatorul permite obţinerea unei funcţionări cu erori reduse, comparabile cu cele realizate prin folosirea unui filtru adaptiv analogic, care reprezintă însă o soluţie mult mai complicată.

PETROVICI, N. T. şi FINK, L. M. **Dezvoltarea teoriei informaţiei în U.R.S.S. Teoria transmisiei optime prin canale cu fadinguri şi noile metode de transmisie,** Tehniceskaia kibernetika, (1963), nr. 5, septembrie — octombrie, pag. 89 — 95, 30 ref. bibl.

În articol se trec în revistă realizările cele mai interesante în teoria informaţiei şi care se referă la metodele relative de modulaţie (în special cu privire la telegrafia de fază relativă), la metodele de transmitere a două şi mai multe semnale printr-un singur canal şi la transmisia efectivă în sistemul multicăi (în special cu privire la modulaţia de timp şi impulsuri în intervale).

Un număr de lucrări se referă la metodele de transmisie prin canale cu parametri cu variaţie arbitrară. Pentru acest caz s-au întreprins cercetări asupra metodelor speciale de transmisie cu antifading şi calculul posibilităţii erorilor asupra metodelor obişnuite de transmisie (telegrafia de fază şi de fază relativă, modulaţia dublă de fază, metode liniare de cod şi altele), utilizate în canalele cu fadinguri.

LANG, G. R. **Transformarea raţională a semnalelor,** Trans. I.E.E.F. Information Theory IT-9 (1963), nr. 3, iulie, pag. 191 — 198, 6 ref. bibl.

În tehnica transmisiunilor şi anume în cazul transmiterii unor informaţii într-o formă discretă, una din cauzele producerii erorilor frecvent întîlnite se datoreşte zgomotului sub formă de impulsuri ce are un caracter negaussian.

Folosirea codurilor de corecţie care influenţează însă defavorabil puterea medie şi cea a benzii transmise precum şi viteza de transmitere a informaţiilor poate duce la eliminarea erorilor datorită acestor perturbaţii.

În articol se propune o metodă de influenţare a semnalelor de zgomot amintite, pentru a li se da un caracter apropiat de cel gaussian. În sistemul propus, un semnal izolat are o amplitudine mai mică şi o durată mai mare.

Aplicabilitatea metodei este valabilă atît la semnalele continuie, cît şi la cele discrete neinfluenţînd banda şi puterea transmisă, nici viteza de transmitere a informaţiilor.

Presupunînd că informaţia este alcătuită din puncte situate în planul cu n dimensiuni, se dă o rotaţie rigidă a axelor de referinţă, stabilindu-se matricele transformării respective.

În articol se tratează metoda practică de operare a unei astfel de transformări la emisie, precum şi de recepţionare a semnalelor sub noua formă asimilabilă din punct de vedere al codajului, dîndu-se indicaţii asupra interpretării lor.

FRISIANI, A. I. **Calculatoarele electronice ultrarapide,** Alta Frequenza 32 (1963), nr. 10, octombrie, pag. 683 — 694, 14 fig. 2 tabl.

Se consideră calculatoare electronice ultrarapide cele cu un ciclu de memorizare de 10...40 ns şi întîrzieri maxime ale porţilor de 0,3 ...1 ns.

În articol se analizează tendinţa de creştere a vitezei de lucru a calculatoarelor electronice numerice, ştiind că o creştere de 1 000 ori a vitezei de operaţie atrage după sine o creştere cu mai puţin de 100 ori a costului calculatorului. Se prezintă componentele care se pretează a fi folosite în circuitele calculatoarelor ultrarapide.

După principiul lor de funcţionare, acestea se împart în : dipoli (diode tunel şi parametroane), tripoli (tranzistoare rapide de comutaţie) şi cuadripoli (criotroane şi tuburi cu undă călătoare).

Cu aceste dispozitive se obţin valori limită în privinţa produsului cîştig bandă la diodele tunel de ordinul a 10 GHz, la parametroane de 3 GHz, la tranzistoare rapide de 2 GHz la criotroane de 0,1 GHz şi la tuburile cu undă progresivă de 150 GHz. Se analizează principiul de funcţionare şi diversele caracteristici ale tuturor acestor dispozitive. Apoi se descrie modul general de organizare a sistemelor de calcul la calculatoarele ultrarapide în scopul obţinerii unei siguranţe ridicate în funcţionare şi modul de introducere şi scoatere a datelor de calcul.

SOMMAIRE

21.396.6.019.3

CĂTUNEANU, V, M. **Les principes théoriques de la fiabilité de l'appareillage électronique.**

La première partie de l'ouvrage comprend les principales notions de la théorie de la fiabilité, ainsi que les types de distributions statistiques utilisés.

Les méthodes de calcul servant à l'estimation qualitative de la fiabilité et les principes de l'utilisation de la rédonance afin d'élever la fiabilité de l'appareillage électronique seront traités dans le prochain numéro.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), no. 7, pages 289–300

621.397.743

BOERESCU, C. **Quelques problèmes posés par le plan de fréquences des réémetteurs de télévision.**

On étudie les combinaisons de canaux émission-réception du point de vue des perturbations engendrées par l'oscillateur local et par les harmoniques et les combinaisons des fréquences nominales, dans le cas du changeur de fréquence idéal symétrique et dans le cas des fautes de symétrie Les paires de canaux inutilisables sont ainsi déterminées.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), no. 7, pages 300–306

621.395.645.33 : 621.382.3

POPESCU, M. **Un amplificateur à transistors pour des niveaux faibles.**

L'article décrit un amplificateur à transistors réalisé effectivement et présente le calcul des étages amplificateurs fondé sur des prémises très simples, mais bien vérifiées par l'expérience.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), no. 7, pages 307–310

621. 397.62

MIHĂILESCU, E. **Le téléviseur „Electronica VS–59"**

On expose le schéma de principe du téléviseur VS–59 ainsi que des détails de fonctionnement et des particularités constructives.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), no. 7, pages 311–312

CONTENTS

621.396.6.019.3

CĂTUNEANU, V. **Theoretical principles of the radioelectronic equipment reliability.**

In the first part of the papert here are presented the main notions of the reliability theory. The most used types of distribution are described.

The computing methods for a quantitative valutation of the reliability and the principle of the redundancy method for increasing the radioelectronic equipment reliability shall be treated in the following issue of the review.

Telecomunicații, Bucharest, 8(1964), nr. 7, p. 289–300

621.397.743

BOERESCU, C. **Some problems met in the frequency planning of television repeaters.**

The combinations of receiving and transmitting channels for television repeaters are analysed of the point of view of the disturbations produced by the local-oscillator harmonics and by the harmonics or combinations of the receiving and transmitting frequencies. Firstly an ideal symmetrical frequency changer is examined and then an asymmetric one. The unemployable channel pairs are therefore established.

Telecomunicații Bucharest, 8(1964), nr. 7, p. 300–306

621.395,645.33 : 621.382.3

POPESCU, M. **A telephone transistor amplifier for littl levels.**

An experimentally made-up transistor amplifier is desa cribed. The computation of the amplifier stages is grounded on very simple suppositions, but is in good agreement with the practical achievement.

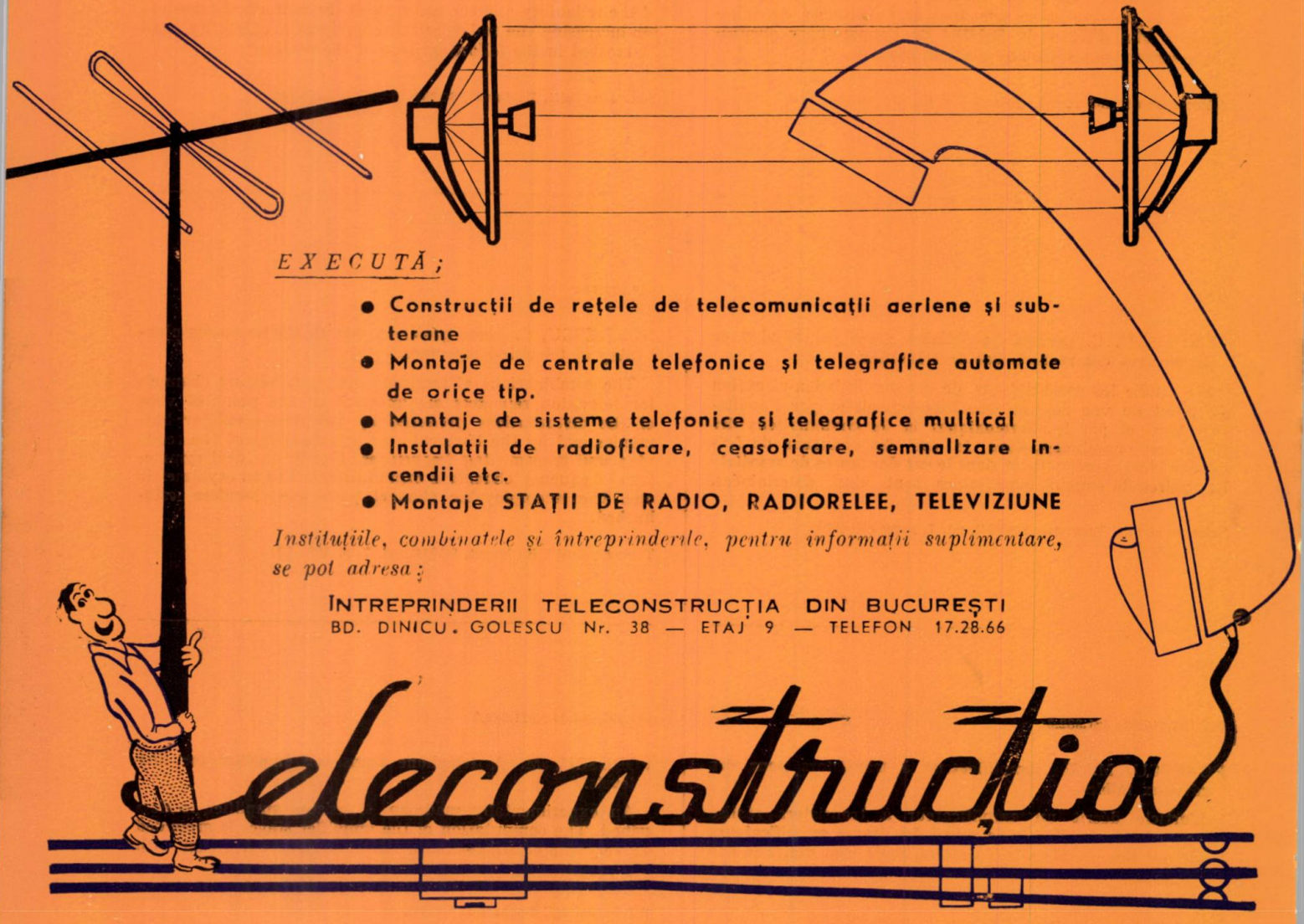
Telecomunicații Bucharest, 8(1964), nr. 7, p. 307–310

621.397.62.

MIHĂILESCU, E. **The TV-receiver „Electronica VS–59"**

The principle diagram and some operation details of the television set VS–59 are presented.

Telecomunicații Bucharest, 8(1964), nr. 7, p. 311–312



EXECUTĂ;

- **Construcții de rețele de telecomunicații aeriene și subterane**
- **Montaje de centrale telefonice și telegrafice automate de orice tip.**
- **Montaje de sisteme telefonice și telegrafice multicăl**
- **Instalații de radioficare, ceasoficare, semnalizare incendii etc.**
- **Montaje STAȚII DE RADIO, RADIORELEE, TELEVIZIUNE**

Instituțiile, combinatele și întreprinderile, pentru informații suplimentare, se pot adresa:

ÎNTREPRINDERII TELECONSTRUCȚIA DIN BUCUREȘTI
BD. DINICU. GOLESCU Nr. 38 — ETAJ 9 — TELEFON 17.28.66

teleconstrucția

I.P.R.S.

ÎNTREPRINDERE DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTOARE

— BĂNEASA —
STR. EROU IANCU NICOLAE 32
BUCUREȘTI
TELEFON: 17.73.30

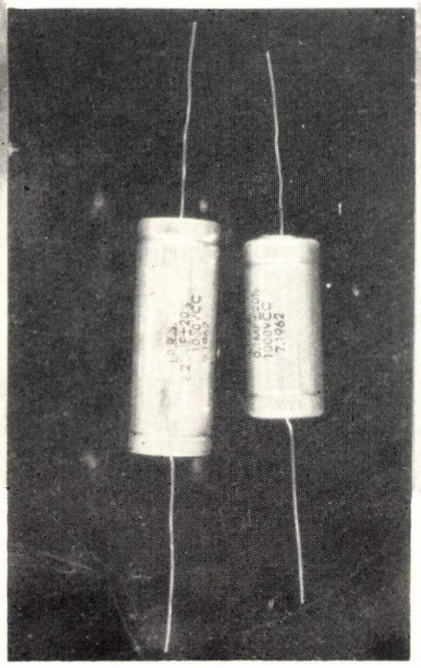
Produce:

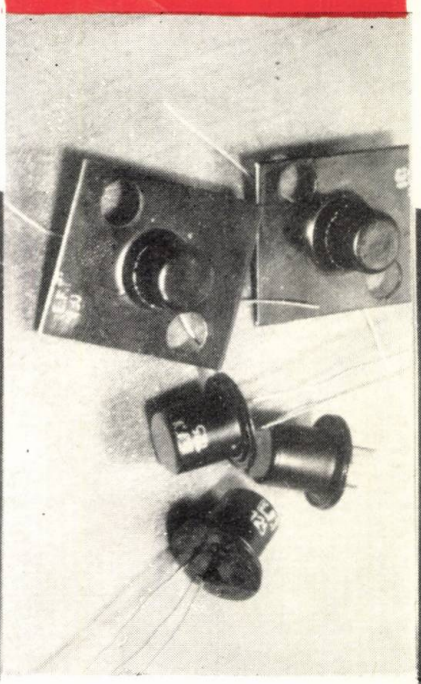
PIESE RADIO

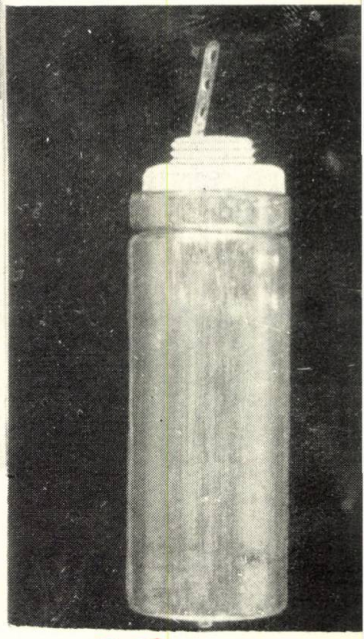
- Rezistențe cu pelicula de carbon
- Condensatoare styroflex
- Condensatoare ceramice
- Condensatoare cu hîrtie
- Condensatoare electrolitice
- Cablaje imprimate

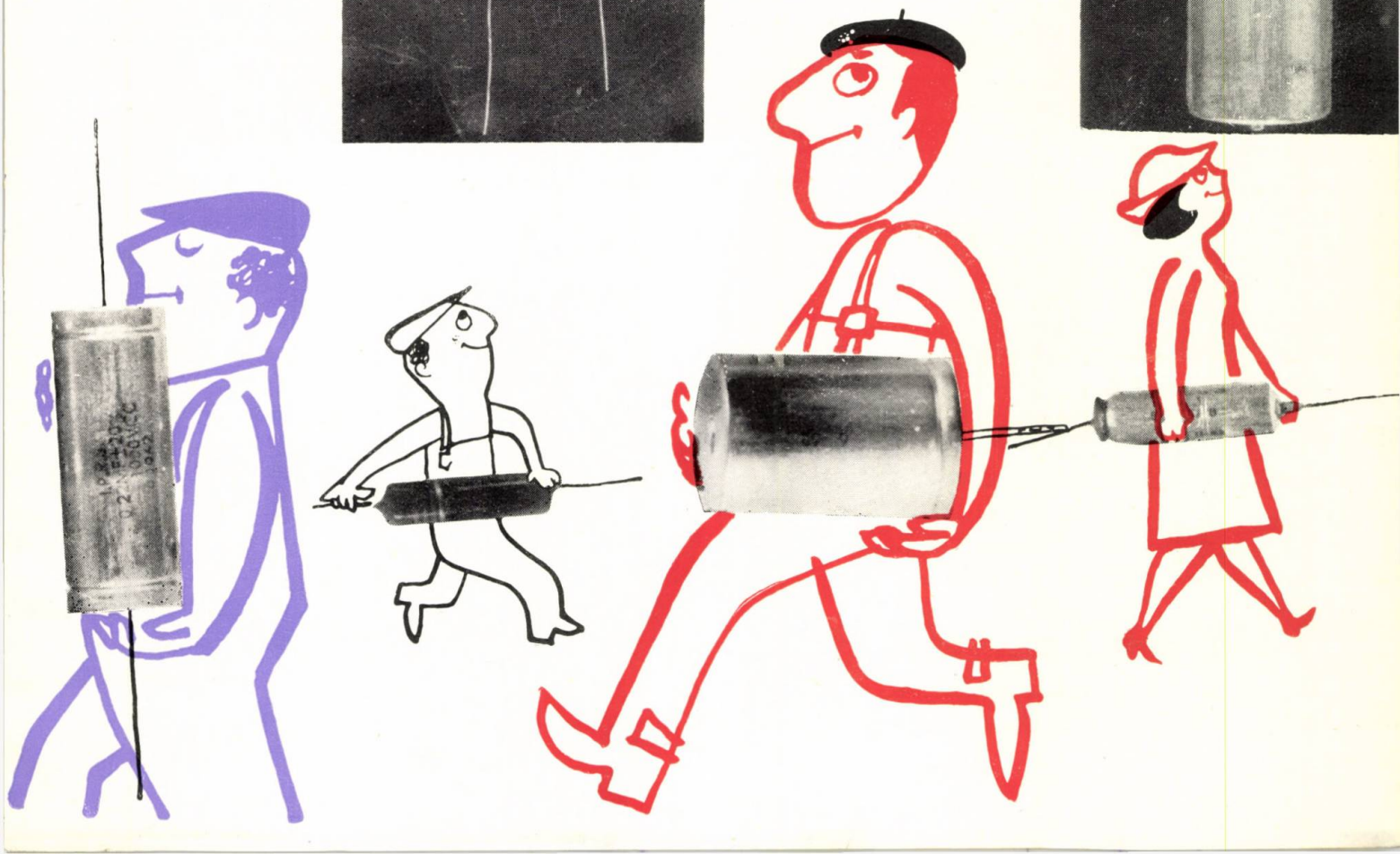
DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

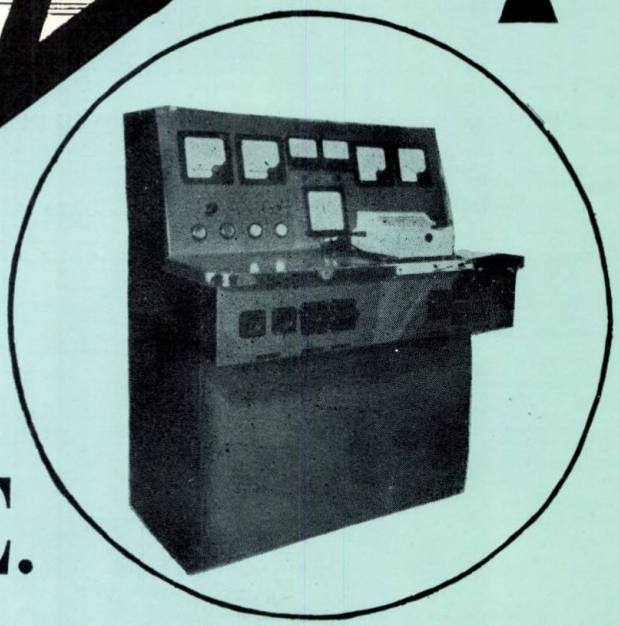
- Tranzistoare cu germaniu de mică putere
  de joasă frecvență
  de înaltă frecvență
  Drift de înaltă frecvență
- Tranzistoare cu germaniu de medie putere și joasă frecvență
- Tranzistoare cu germaniu de putere și joasă frecvență
- Diode cu germaniu
- Redresoare cu germaniu
- Diode stabilizatoare de tensiune, cu siliciu
- Redresoare cu siliciu
- Fotodiode
- Termistoare









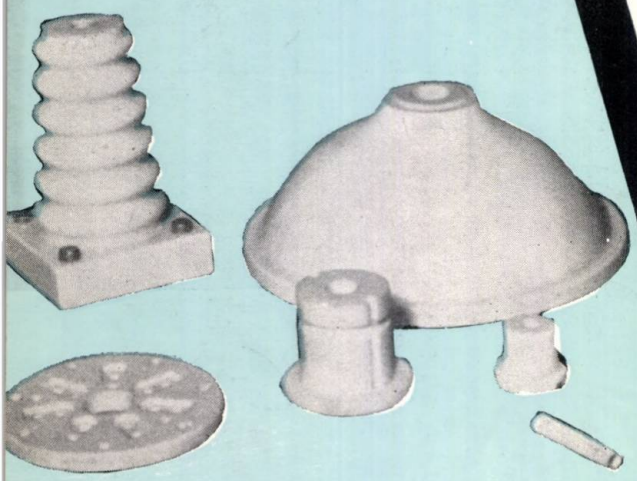


M.I.C.M.

I.C.P.E.

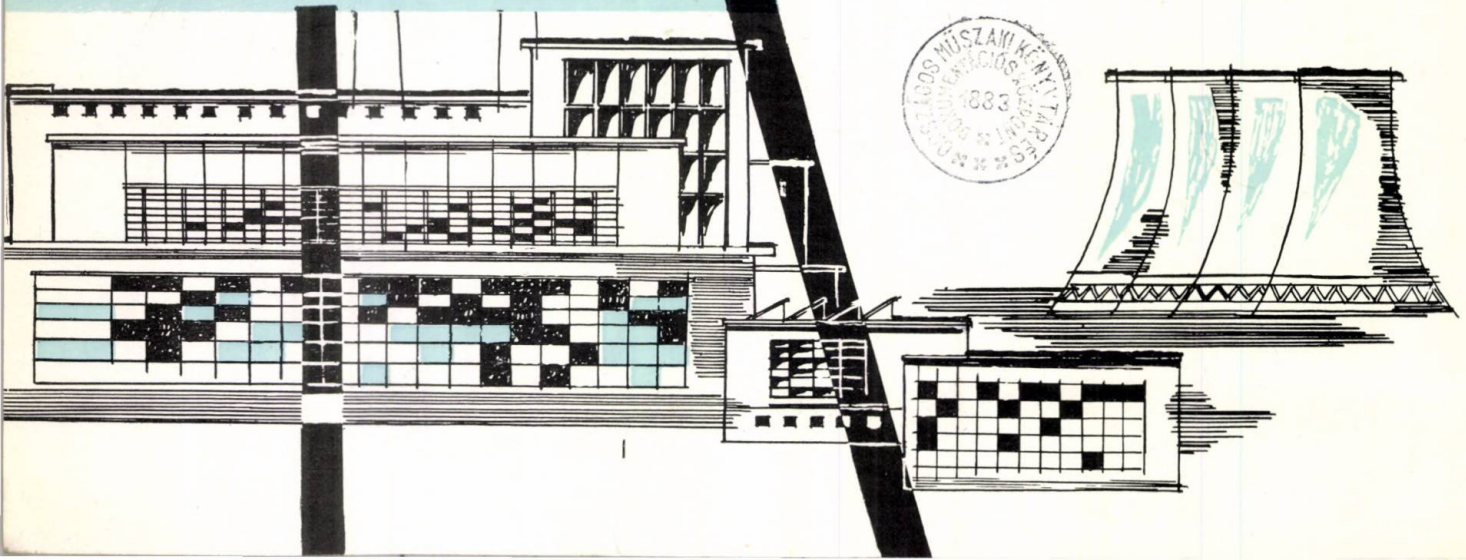
INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

București — Bd. T. Vladimirescu 45 — Telefon: 16.41.40 — 16.41.48



primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din țară.

Institutul execută studii, încercări, omologări și execuții de prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoareler electrice, aparatelor de joasă și înaltă tensiune, acționărilor electrice, schemelor complexe electrice și electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice, cum și proiectări pentru uzine și fabrici cu acest profil.



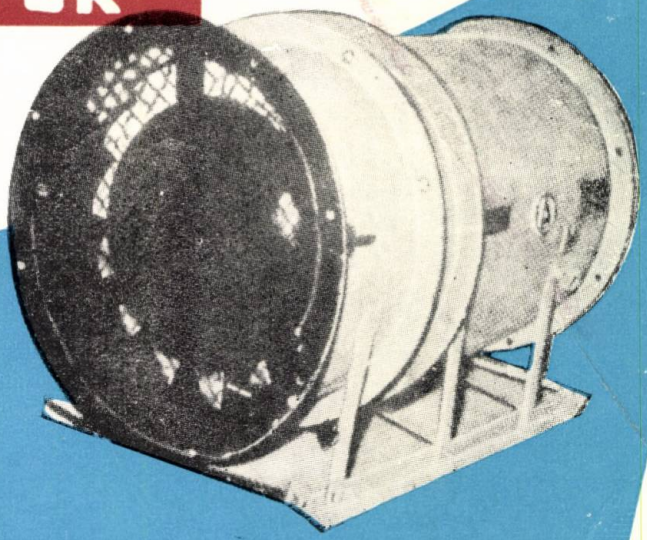
MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

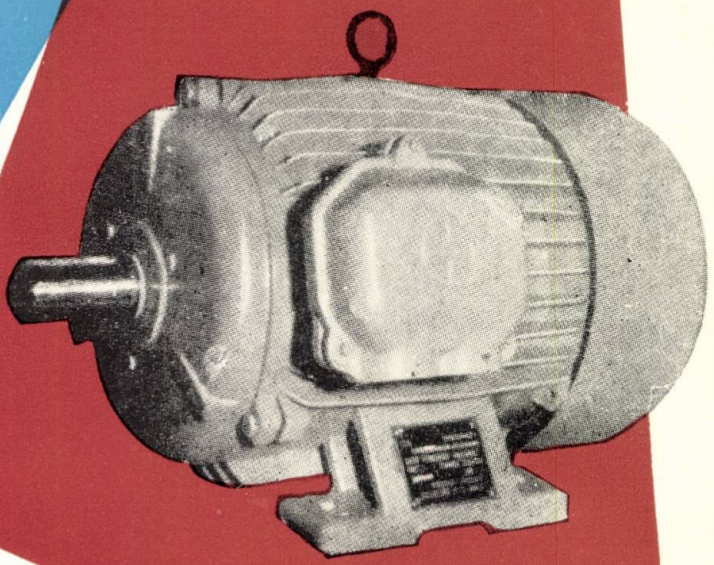
ELECTROMOTOR

TIMIȘOARA

Produce :

Motoare electrice asincrone trifazate
cu rotor în scurt circuit de 7,5—30 kw
cu rotor bobinat de 4,5—28 kw
Ventilatoare de mină antigrizutoase
Motoventilatoare pentru locomotive diesel electrice
Ventilatoare de masă
Generatoare de curent continuu 12 v
Relee regulatoare pentru autovehicule și tractoare
Micromotoare pentru mașini de spălat rufe și de cusut
Aspiratoare de praf tip Record





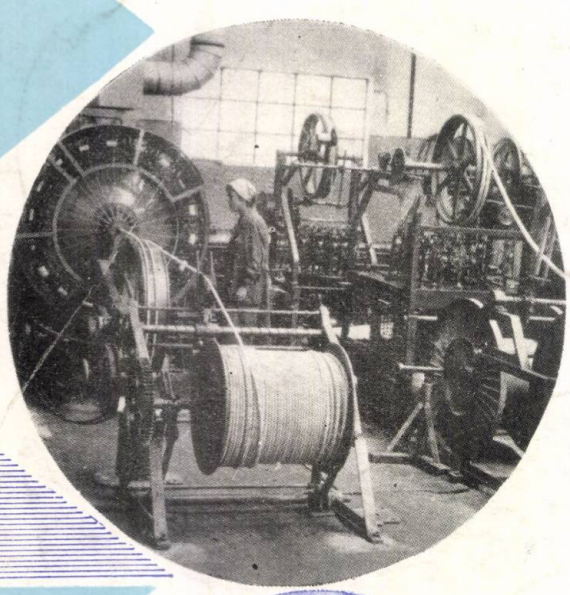
FIRMA EXPORTATOARE A PRODUSELOR UZINELOR

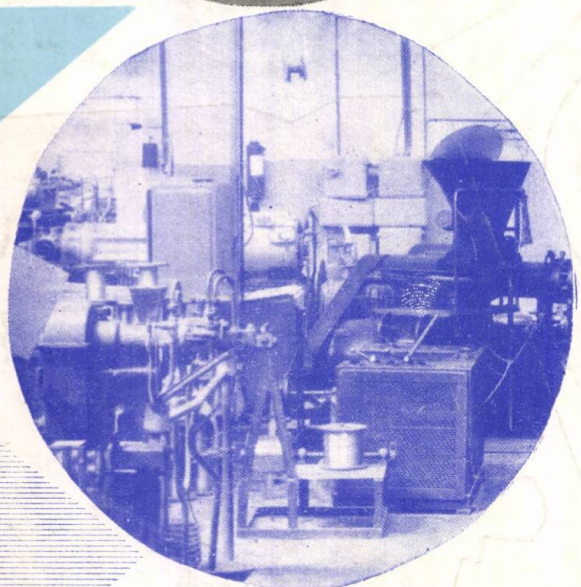
MAȘINEXPORT
BUCUREȘTI

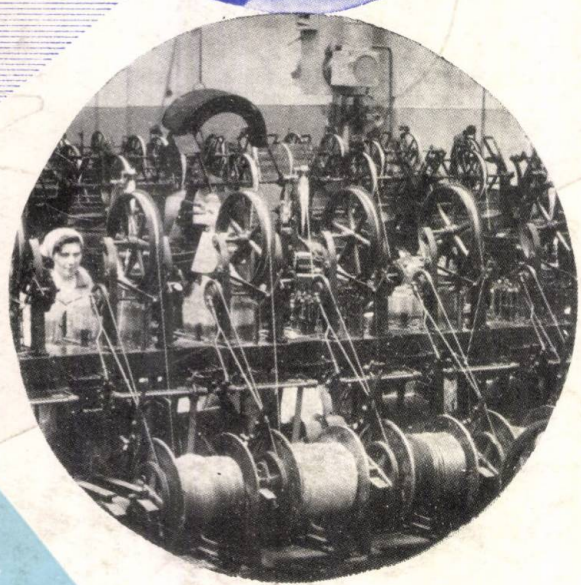
FABRICA DE CABLURI ȘI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

BUCUREȘTI

ȘOS. GĂRII CĂȚELU NR. 4



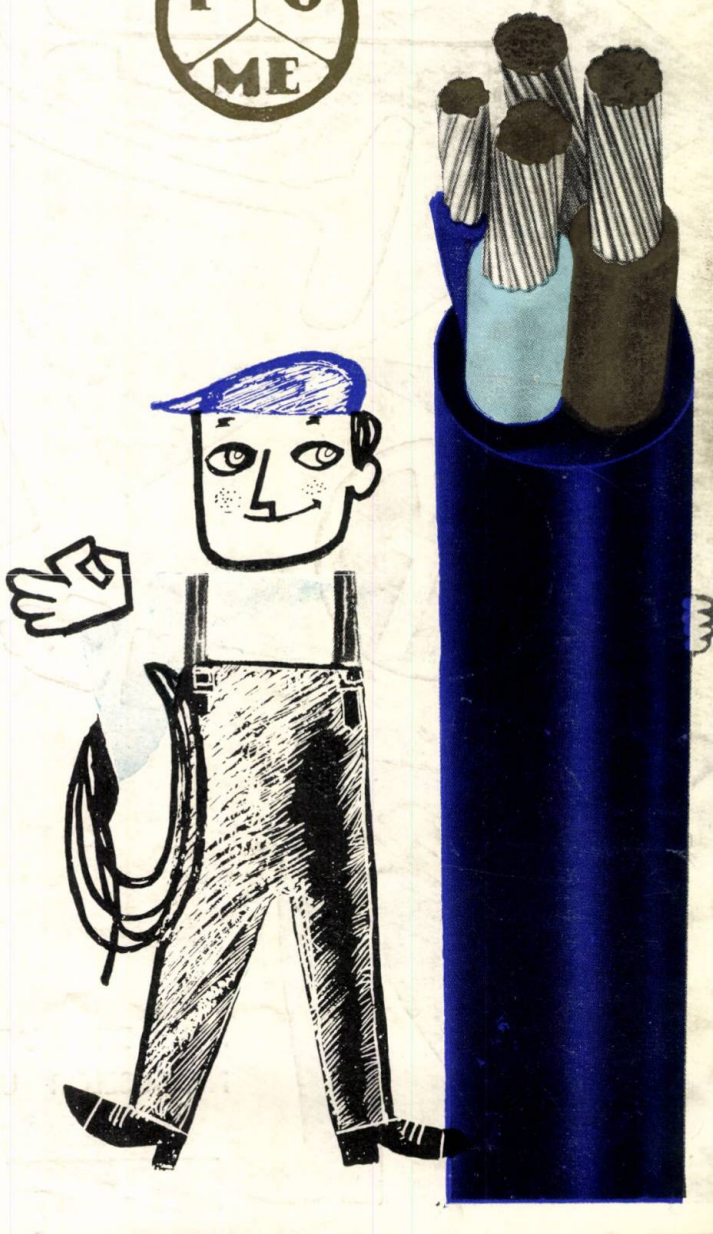




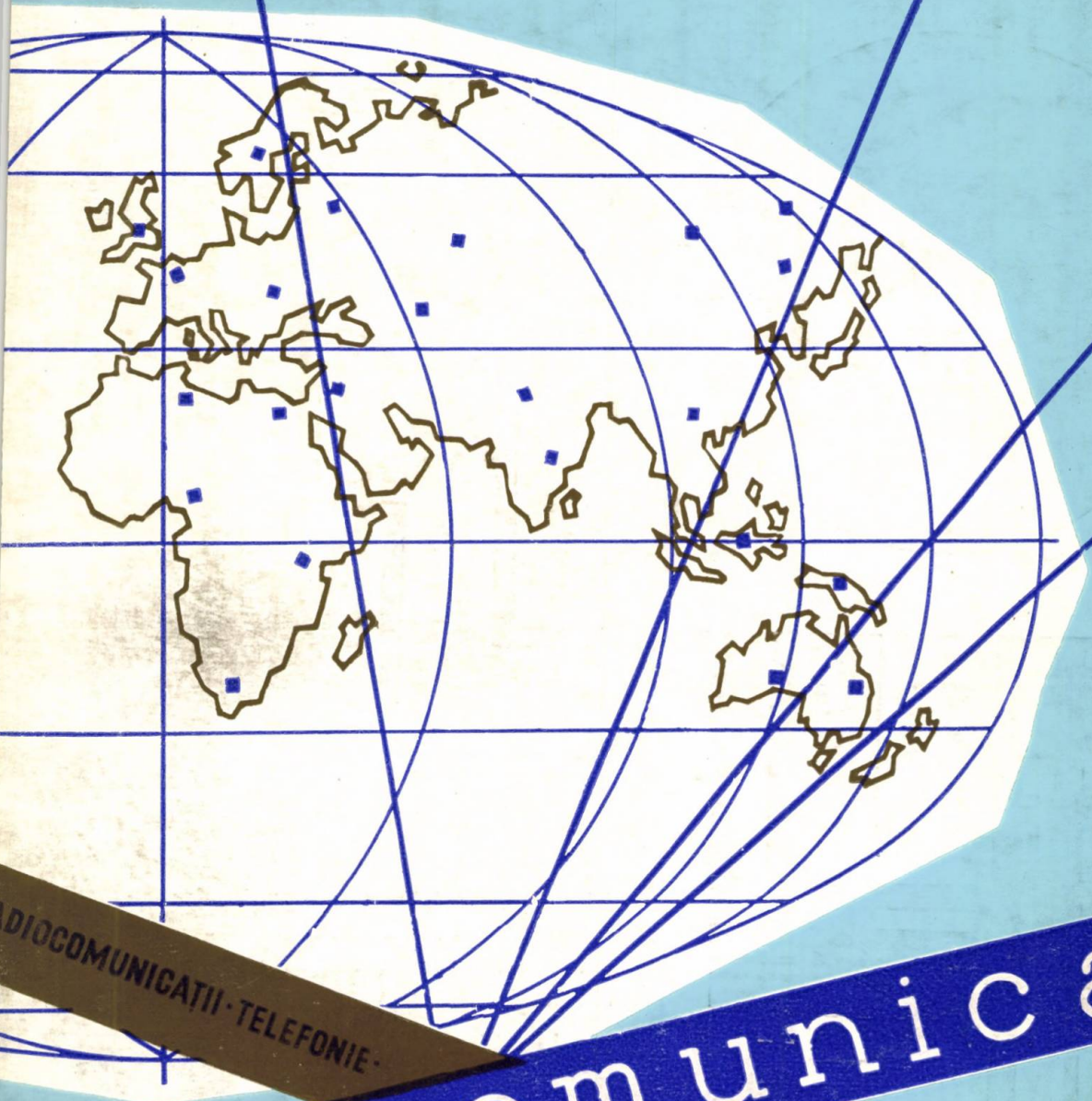
Produce:

Cabluri de forță cu izolație de hîrtie în manta de plumb
Cabluri de forță cu izolație și manta de P.V.C.
Cabluri de telecomunicații
Conducte pentru instalații fixe, instalații mobile și pentru autovehicule
Conductoare pentru bobinaj cu izolație de hîrtie, bumbac, email, fire de sticlă etc.
Materiale electroizolante: Pertinax, Textolit, Micabandă, Lacuri etc.

F C ME



E 1744



RADIOCOMUNICAȚII · TELEFONIE ·

telecomunicații

TELEGRAFIE · TELEVIZIUNE · ELECTROACUSTICA

1964

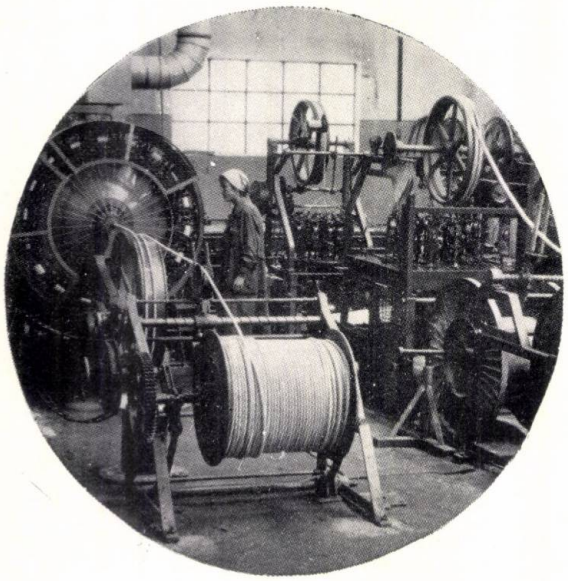
8

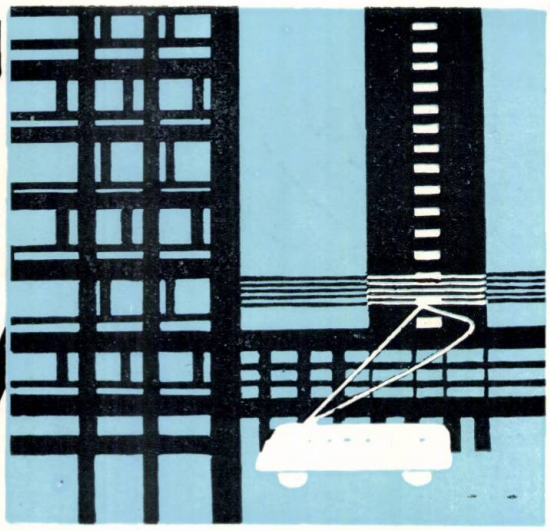
TELECOMUNICAȚII ★ Anul 8 ★ Nr. 8 ★ p. 321—352 ★ București ★ noiembrie 1964

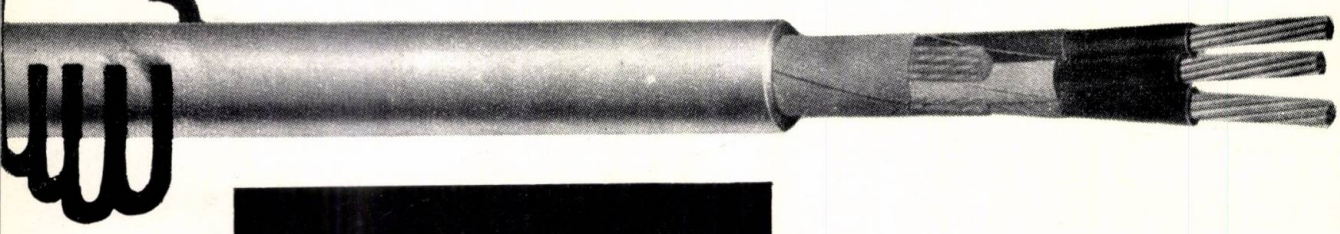
FABRICA DE CABLURI ȘI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

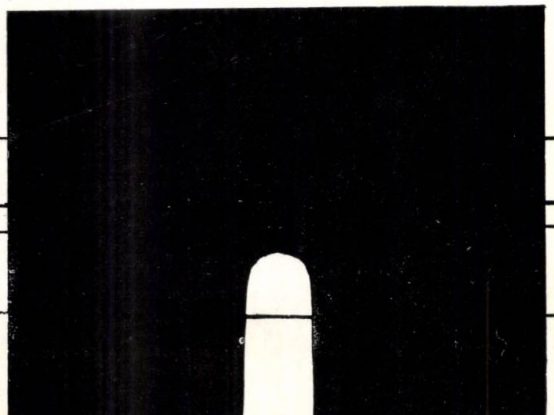
BUCUREȘTI — ȘOS. GĂRII CĂȚELU 4

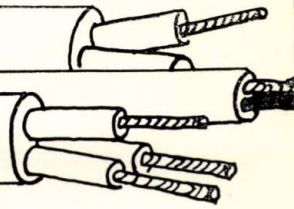
- Cabluri de forță cu izolație de hîrtie în manta de plumb
- Cabluri de forță cu izolație și manta de P.V.C.
- Cabluri de telecomunicații
- Conducte pentru instalații fixe, instalații mobile și pentru autovehicule
- Conductoare pentru bobinaj cu izolație de hîrtie, bumbac, email, fire de sticlă etc.
- Materiale electroizolante: Pertinax, Textolit, Micabandă, Lacuri etc.











Firmele exportatoare ale produselor F. C. M. E.

METALIMPORT ȘI TEHNOIMPORT

B U C U R E Ș T I

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

telecomunicaţii

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 8 Nr. 8 noiembrie

Comitetul de redacţie

ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEŞ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în ştiinţe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, ing. B. IONIŢĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECŞULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

CUPRINS

538.551.001.24

Vasiliu, Cr. **Sinteza reţelelor electrice după răspunsul la semnale tranzitorii.**

Articolul expune problemele esenţiale ale sintezei reţelelor în domeniul timp Metodele de sinteză sînt clasificate după răspunsul la semnale tranzitorii.

Se descriu cîteva metode reprezentative.

Telecomunicaţii, Bucureşti 8 (1964) nr. 8, pag. 241–247

621.396.6:019.3

Cătuneanu, V. M. **Bazele teoretice ale siguranţei de funcţionare a aparaturii radioelectronice** (partea II-a)

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1934) nr. 8, pag. 247–253

621.394-34

Mihail, C. **Serviciul Telex cu comutaţie automată**

Se prezintă cîteva probleme ce au trebuit să fie soluţionate pentru a se trece de la comutaţia manuală la comutaţia automată, unele avantaje şi rezultate obţinute în serviciul Telex prin centrale automate, precum şi perspective ale dezvoltării serviciului Telex.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964) nr. 8, pag. 254–258

621.396.712.3:621.395.645.33:621.382.3

Popescu, M. **Amplificatoare separatoare cu tranzistoare în aparatajul modern de studio.**

În articol se arată la început rolul amplificatoarelor separatoare de audiofrecvenţă în ansamblu aparatajului de studio şi caracteristicile tehnice pe care acestea trebuie să le îndeplinească.

Se descriu apoi trei amplificatoare separatoare moderne cu tranzistoare, dintre care două industriale şi al treilea realizat de către autor cu tranzistoare romîneşti.

În continuare se prezintă o particularitate a ultimului amplificator separator şi se dau unele formule de calcul.

Telecomunicaţii, Bucureşti 8 (1964), nr. 8, pag.. 259–262

NOI TELEVIZOARE ROMÎNEŞTI

621.397.62

Mihăilescu, E. **Televizorul E** 43–110°

Se prezintă schema de principiu şi detalii de funcţionare ale noului aparat produs de Uzinele Electronica.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964) nr. 8, pag. 263–264

621.39.01

NOTĂ

Codăuş, D. **Noţiuni, termeni şi moduri de exprimare în telecomunicaţii**

Telecomunicaţii, Bucureşti, 8 (1964) nr. 8, pag. 265

Revista „TELECOMUNICAŢII", organ al Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R. P. R. — Redacţia şi Administraţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 – 18.25.75. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Calea Griviţei nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B. R. P. R. Filiala „30 Decembrie". – Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. – Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. – Preţul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia" – Bucureşti c. 3401

СОДЕРЖАНИЕ

538.551.001.24

Василиу, К Р. Синтез электрических цепей по переходной характеристике

Представляются наиболее важные вопросы синтезы цепей в области времени. Классифицируются методы синтезы по переходной характеристике и описываются некоторые характерные методы.

Telecomunicații, Бухарест, 8 (1964) Np. 8 стр. 241-247

621.396.6.019.3

Кэтуняну, В. М. Теоретические основы надежности работы радиоэлектронной аппаратуры (вторая часть).

Telecomunicații, Бухарест, 8 (1964) Np. 8 стр. 247-253

621.394.34

Михаил К. Абонентская телеграфная служба с автоматической коммутацией

Представляются некоторые вопросы, связанные с переходом от ручной к автоматической коммутации, некоторые преимущества и результаты, полученные в абонентской телеграфной службе с автоматическими станциями, а также переспективы развития абонентской телеграфной службы.

Telecomunicații, Бухарест, 8 (1964) Np. 8 стр. 254-258

621.396.712.3 : 621.396,645.33 : 621.382.3

Попеску, М. **Разделительные усилители на транзисторах в современной студийной аппаратуре.**

В статье указывается роль разделительных усилителей звуковой частоты в общей студийной аппаратуре и технические требования, которым она должна соответствовать.

Описываются также три современные разделительные усилители на транзисторах, из которых два промышленного типа, а третий — построенный автором на румынских транзисторах.

В продолжении представляется одна особенность последнего усилителя и указываются некоторые формулы расчета.

Telecomunicații, Бухарест, 8, (1964) Np. 8 стр. 259-262

Новые Румынские Телевизоры

621.397.62

Михайлеску Е. Телевизор Е 43—110

Представляются принципиальная схема и принцип работы нового телевизора, произведенного заводом „Электроника"

Telecomunicații, Бухарест, 8 (1964) Np. 8 стр. 263-264

INHALTSVERZEICHNIS

538.551.001.24

Vasiliu, Cr. **Die Synthesis elektrischer Netze nach der Wiedergabe der transitorischen Signale**

Die wesentlichen Fragen der Synthesis elektrischer Netzwerke im Gebiet der Zeit werden dargelegt. Die Synthesismethoden werden nach der Wiedergabe der transitorischen Signale klassifiziert und einige vertretende Methoden werden beschrieben.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), Nr. 8, S. 241—247

621.396.6.019.3

Cătuneanu, V. M. **Theoretische Grundlagen der Zuverlässigkeit der funkelektronischen Geräte** (II-ter Teil).

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), Nr. 8, S. 247—253

621.394.34

Mihail, C. **Das Telex-Service mit Selbstanschluss**

Einige Problemen werden dargelegt, deren Lösung für den Übergang vom Hand- zum Selbstanschluss aufdrängend war. Die Vorteile und die Erfolge der Automatisierung, sowie auch die Aussichten der Entwicklung des Telex-Services werden erwähnt.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), Nr. 8, S. 254—258

621.396.712.3 :.621.396.645.33 : 621.382.3

Popescu, M. **Transistorisierte Trennverstärker in den modernen Studiogeräten.**

Der Artikel hebt zuerst die Rolle der Niederfrequenz-Trennverstärker in der Gesamtheit der Studiogeräte hervor und stellt die vorgeschriebenen technischen Kennwerte dar.

Weiter werden drei moderne, transistorisierte Trennverstärker beschrieben, davon zwei industrielle und der dritte von dem Verfasser selbst mit einheimischen Transistoren ausgeführt. Eine Besonderheit des letzten Verstärkers wird dargelegt und einige Berechnungsformeln werden gegeben.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), Nr. 8, S. 259—262

Neue Rumänische Fernsehempfänger.

621.397.62

Mihăilescu, E. **Der Fernsehempfänger E 43—110°**

Das Prinzipschaltbild und die Betriebseinzelheiten des neuen, von der „Electronica"-Werke hergestellten, Fernsehempfängers werden dargelegt.

Telecomunicații, Bukarest, 8 (1964), Nr. 8, S. 263—264

621.39.01

Nota

Godaus, D. **Begriffe, Ausdrücke und Ausdrucksweisen in der Fernmeldetechnik**

Telecomunicatii, Bukarest, 8 (1964), Nr. 8, S. 265

telecomunicații

Anul VIII • nr. 8 • noiembrie 1964

Ing. CRISTOFOR VASILIU

Sinteza rețelelor electrice după răspunsul tranzitoriu

1. INTRODUCERE

În sens general, a sintetiza o rețea înseamnă a-i găsi structura (schema),atunci cînd comportarea externă (la borne) a rețelei este dată. Este vorba deci de rețele ce constituie un dipol, un cuadripol sau, în general, un multipol. Cele mai multe probleme practice de sinteză se referă la cuadripol. Acesta este complet definit de trei parametri. Mai totdeauna cerințele impuse asupra comportării cuadripolului nu-i definesc decît un singur parametru, și anume funcția de transfer. Pentru motive de simplitate, în cele ce urmează nu ne vom referi decît la acest din urmă caz, cel mai frecvent întîlnit în practică.

Proprietățile unui cuadripol se pot exprima în două moduri, echivalente și univoc legate. Unul este acela de a considera funcția de transfer $F(j\omega)$ ce caracterizează răspunsul rețelei în regim permanent, sinusoidal. Găsirea rețelei fizice atunci cînd această funcție de transfer este impusă constituie problema sintezei în domeniul frecvență. Dar orice cuadripol are rolul de a transfera la ieșire semnalul aplicat la intrarea lui, modificîndu-l într-un mod prescris. Dacă $f_i(t)$ și $f_e(t)$ sînt semnalele de la intrare și ieșire, problema sintezei în domeniul timp constă în a găsi rețeaua fizică (cuadripolul) atunci cînd $f_i(t)$ și $f_e(t)$ sînt impuse. În general, $f_i(t)$ este presupus a fi impulsul unitate. Răspunsul la impulsul unitate caracterizează rețeaua în regim tranzitoriu și de aceea sinteza rețelelor în domeniul timp se mai numește și sinteza rețelelor după răspunsul tranzitoriu.

Sinteza rețelelor în domeniul timp va fi necesară și utilă acolo unde ne interesează forma de undă a semnalelor, ca în sistemele de comunicație prin pulsuri și în sistemele de control automat. Acest aspect al sintezei rețelelor este însă de actualitate și pentru un alt motiv, de ordin mai general. Un semnal își poartă informația în forma lui. Teoria semnalelor a generat un alt mod de a privi un sistem electric. Sistemul fizic folosit în transmiterea informației nu mai este destinat să reprezinte noțiunea de circuit, privit ca un ansamblu de elemente, ci pe aceea de operație asupra semnalului la intrarea în sistem care să dea semnalul la ieșirea lui. Acest lucru este datorat faptului că accentul în reprezentarea semnalelor trece de la necesitatea de a exprima proprietățile de transmisiune ale unui sistem la aceea de a exprima atributele purtătoare de informație ale unui semnal.

Sinteza rețelelor în domeniul timp nu este atît de bine pusă la punct și atît de sistematizată ca aceea în domeniul frecvență. Există o serie de metode de sinteză în domeniul timp cunoscute, fiecare încercînd să satisfacă unele din cerințele necesare unei bune metode de sinteză, dar prezentînd și anumite neajunsuri ce le limitează domeniul de aplicabilitate.

Scopul prezentului articol este să arate modul în care se pune și cum este rezolvată problema sintezei rețelelor în domeniul timp. Diversitatea soluțiilor date acestei probleme în literatura de specialitate nu poate permite, în cadrul unui articol, prezentarea amănunțită a fiecărei metode de sinteză. S-a căutat mai degrabă să se dea o privire de ansamblu asupra problemei, scoțîndu-se în relief elementele caracteristice, aspectele generale, de bază. Cele ce urmează ar putea deci să economisească cititorului interesat o parte din munca și timpul necesar orientării în acest domeniu.

2. PUNEREA PROBLEMEI

Să presupunem că la intrarea unui cuadripol este aplicat semnalul $f_i(t)$ și că la ieșire rezultă semnalul $f_e(t)$ (fig. 1). Dacă $F_i(s)$ și $F_e(s)$ sînt transformatele Laplace ale funcțiilor $f_i(t)$ și $f_e(t)$, iar $H(s)$ este funcția de transfer a cuadripolului, atunci aceste transformate sînt legate, după cum se știe, prin relația

$$F_e(s) = H(s) F_i(s) \qquad (1)$$

După teoremele cunoscute ale calculului operațional, relației (1) între transformate îi cores-

punde convoluția între funcțiile originale, adică

$$f_e(t)=\int_{-8}^{\infty} f_i(\theta)h(t-\theta)\,d\theta=\int_{-\infty}^{\infty} f_i(t-\theta)h(\theta)d\theta \quad (2)$$

unde $h(t)$ este transformata Laplace inversă a funcției de transfer $H(s)$.

Să presupunem că $f_i(t)$ este impulsul unitate $\delta(t)$, a cărui transformată Laplace este egală cu 1. Deoarece convoluția unei funcții cu impulsul unitate ne dă funcția însăși, din (2) rezultă că $f_e(t) = h(t)$, iar din (1) că $F_e(s) = H(s)$. Cu alte cuvinte, *transformata Laplace $H(s)$ a răspunsului $h(t)$ la impulsul unitate a unei rețele este egală cu funcția de transfer a acelei rețele*, adică :

$$H(s) = \int_0^{\infty} h(t)\, e^{-st}\, dt. \quad (3)$$

Relația (3) face legătura între comportarea rețelei în regimul tranzitoriu și aceea în regim permanent și deci între sinteza în domeniul timp și cea în domeniul frecvență.

Să reamintim mai întîi în ce constă sinteza rețelelor în domeniul frecvență, pentru ca să apară mai clar ceea ce este specific sintezei în domeniul timp. Sinteza rețelelor în domeniul frecvență (frecvența complexă $s = \sigma + j\omega$) își pune spre rezolvare trei probleme :

A. Stabilirea condițiilor de realizabilitate fizică.
B. Găsirea rețelei fizice. (4)
C. Aproximarea.

A. Prima problemă constă în a stabili care sînt condițiile necesare pe care trebuie să le îndeplinească o funcție de variabilă complexă $H(s)$ pentru a putea fi funcția de transfer a unei rețele realizabile fizic. Aceste condiții vor depinde de elementele pe care le presupunem că pot intra în componența rețelei (rețea pasivă, cu constante concentrate *RLC*, cu constante uniform distribuite — linii de întîrziere — rețele active etc.).

B. A doua problemă constă în stabilirea metodelor de a găsi rețelele fizice care corespund funcțiilor ce îndeplinesc condițiile de la punctul *A* (prin aceasta demonstrîndu-se și suficiența acestor condiții).

C. Problema aproximării constă în a găsi o funcție $H(s)$ ce îndeplinește condițiile de realizabilitate fizică și care aproximează, cu o exactitate dorită, o altă funcție $F(s)$ impusă, dar care nu îndeplinește aceste condiții.

Pe scurt, la sinteza rețelelor în domeniul frecvență se impune funcția $H(s)$ și se cere să se găsească cuadripolul a cărui funcție de transfer este, sau aproximează, funcția $H(s)$. Dacă în loc de $H(s)$ se impun funcțiile $F_e(s)$ și $F_i(s)$ (fig. 1), raportul lor ne dă pe $H(s)$.

Să revenim acum la sinteza în domeniul timp. Aici se impune funcția de timp $h(t)$ și se cere să se găsească rețeaua fizică (cuadripolul) al cărei răspuns la impulsul unitate este tocmai $h(t)$. Dacă transformata Laplace $H(s)$ a funcției impuse $h(t)$ ar îndeplini condițiile de realizabilitate fizică, problema ar fi rezolvată în cadrul sintezei în domeniul frecvență. Dar, practic, acest lucru nu are loc mai niciodată. În primul rînd fiindcă $h(t)$ impus este cele mai adeseori dat grafic (sau chiar prin puncte), iar în al doilea rînd pentru faptul că $H(s)$ obținut, atunci cînd $h(t)$ este dat analitic, este mai totdeauna o funcție transcendentă ce nu îndeplinește condițiile de realizabilitate fizică cerute.

Rezultă deci că problema sintezei în domeniul timp este, în primul rînd, o problemă de aproximare. Adică, fiind dată funcția $f(t)$, a cărei transformată Laplace $F(s)$ nu este realizabilă fizic, se cere să se găsească o funcție $h(t)$, cu transformata Laplace $H(s)$ realizabilă fizic, și care să aproximeze pe $f(t)$ într-un anumit sens și cu un anumit grad.

Și sub acest aspect problema pare transferabilă în domeniul frecvență, deoarece aproximarea ar putea fi făcută în acest domeniu, adică să se găsească o funcție $H(s)$, realizabilă fizic, care să aproximeze pe $F(s)$. Dar corelația între eroarea astfel obținută în domeniul frecvență și cea corespunzătoare în domeniul timp nu este simplă și deci nu poate fi manipulată practic. O modificare a unei caracteristici într-o regiune mică a domeniului frecvență se extinde (și nu simplu) pe întreg domeniul timp (și invers). O bună aproximare într-un domeniu poate duce la o eroare complet inacceptabilă în celălalt domeniu.

Prin urmare, dacă cerințele sînt impuse în domeniul timp, aproximarea trebuie făcută în acest domeniu, și de așa manieră, încît aproximantul obținut să aibă transformata Laplace realizabilă fizic. Aceasta este problema sintezei în domeniul timp.

În cazul în care, în loc de răspunsul $h(t)$ la impulsul unitate, sînt impuse funcțiile $f_i(t)$ și $f_e(t)$ la intrarea și ieșirea sistemului (fig. 1), atunci mai apare și problema suplimentară de a găsi funcția $h(t)$. Acest lucru se face căutînd

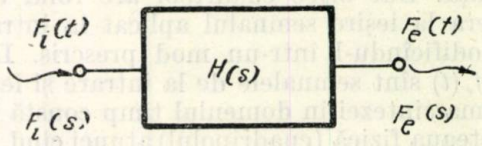


Fig. 1. Rețeaua ce operează transformarea semnalului $f_i(t)$ în $f_e(t)$.

o soluție aproximativă a integralei de convoluție (2). În bibliografia de la punctele [1]—[4] sînt arătate cîteva moduri de a găsi o asemenea soluție.

Fiecare metodă de sinteză are avantajele și dezavantajele ei. Pentru un caz practic de sinteză dat, una dintre ele poate să apară mai convenabilă decît celelalte. Totuși, există anu-

mite proprietăți ce permit compararea metodelor între ele. Cu cît o metodă de sinteză va avea mai multe din aceste proprietăți, cu atît ea va fi mai bună. Iată cîteva dintre ele :

a) Generalitatea metodei. Ea este cu atît mai generală, cu cît impune mai puține condiții restrictive funcției $f(t)$ ce trebuie aproximată. Este însă de la sine înțeles că funcția $f(t)$ nu poate fi absolut arbitrară. Dacă ne reamintim că $f(t)$ este cerută a fi răspunsul la impulsul unitate aplicat în momentul $t = 0$, înseamnă că este necesar ca $f(t)$ să fie nul pentru $t < 0$ (efectul nu poate precede cauza). În al doilea rînd se cere ca pentru $t \to \infty$, $f(t)$ să tindă către o valoare finită (practic totdeauna zero), altfel rețeaua corespunzătoare nu ar fi realizabilă fizic.

b) Simplitatea calculelor necesare proiectării.

c) Simplitatea rețelei la care se ajunge.

d) Metoda să nu necesite tatonări, ceea ce ar face ca eficacitatea ei să depindă de experiența și abilitatea proiectantului.

e) Eroarea făcută prin aproximare să poată fi cît mai ușor evaluată, sau chiar să poată fi impusă înainte de efectuarea calculelor.

f) Metoda să aibă un caracter sistematic, adică mărind gradul funcției de aproximare (și deci complexitatea rețelei necesare), eroarea să se micșoreze.

Metodele de sinteză în domeniul timp cunoscute se pot împărți în două categorii. Prima categorie se referă la acele metode care presupun cunoscută expresia analitică a funcției $f(t)$ cerute a fi răspunsul la impulsul unitate ([5]—[14]), deoarece această funcție este supusă la diverse operații (integrare, schimbare de variabilă etc.), în procesul de aproximare. Metodele din această primă categorie au avantajul controlului erorii de aproximare, dar, cu toată eleganța lor formală, posedă neajunsul că nu pot fi aplicate atunci cînd $f(t)$ este dată grafic, și pe acela al dificultății calculelor necesare (afară de cazul cînd s-ar folosi metode aproximative de integrare).

Cea de-a doua categorie cuprinde metodele care folosesc pentru aproximare un număr finit de valori, $f(t_i)$, ale funcției $f(t)$ impuse ([1]—[4], [15]—[17]). Ele se pot aplica și funcțiilor $f(t)$ cunoscute doar grafic (sau prin puncte), dar eroarea de aproximare este mai greu de controlat și, în general, această eroare este mai mare decît la metodele anterioare, la același grad al funcției de transfer $H(s)$ rezultate.

3. METODE DE SINTEZĂ DIN PRIMA CATEGORIE

Metodele aparținînd acestei categorii își bazează procesul de aproximare pe descompunerea funcției $f(t)$ după un sistem de funcții elementare. Iată procedeul comun celor mai multe dintre aceste metode.

Fie $\varphi_n(t)$, $n = 0, 1, 2, 3, \ldots$, un sistem complet de funcții ortonormate în intervalul (a, b), cu ponderea $P(t)$, adică un sistem de funcții ce satisfac condiția

$$\int_a^b \varphi_i(t)\,\varphi_k(t)\,P(t)\,dt = \begin{cases} 0 & \text{pentru } i \neq k \\ 1 & \text{pentru } i = k \end{cases} \tag{5}$$

Funcția $f(t)$ dată spre aproximare se dezvoltă în serie generalizată Fourier în raport cu acest sistem, adică

$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n\,\varphi_n(t) \tag{6}$$

Coeficienții a_n se obțin din integrala

$$\int_a^b f(t)\,\varphi_m(t)\,P(t)\,dt = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \int_a^b \varphi_n(t)\,\varphi_m(t)\,P(t)\,dt \tag{7}$$

sau, ținînd cont de (5)

$$a_n = \int_a^b f(t)\,\varphi_n(t)\,P(t)\,dt \tag{8}$$

Funcția $f(t)$ se aproximează cu $h(t)$, suma primilor $m + 1$ termeni ai seriei (6), adică

$$f(t) \approx h(t) = \sum_{n=0}^{m} a_n\,\varphi_n(t). \tag{9}$$

Prin însuși modul de determinare a coeficienților a_n după relația (8), abaterea patratică între funcția impusă $f(t)$ și cea care o aproximează, $h(t)$, este făcută minimă. Această abatere pătratică minimă, Δ_m, se poate găsi astfel :

$$\Delta_m = \int_a^b [f(t) - h(t)]^2\,P(t)\,dt = \int_a^b f^2(t)\,P(t)\,dt +$$

$$+ \int_a^b h^2(t)\,P(t)\,dt - 2\int_a^b f(t)\,h(t)\,P(t)\,dt =$$

$$= \int_a^b f^2(t)\,P(t)\,dt + \sum_{i=0}^{m}\sum_{k=0}^{m} a_i\,a_k \int_a^b \varphi_i(t)\,\varphi_k(t)\,P(t)\,dt -$$

$$- 2\sum_{i=0}^{m} a_i \int_a^b f(t)\,\varphi_i(t)\,P(t)\,dt.$$

Folosind relațiile (5) și (8) se obține imediat

$$\Delta_m = \int_a^b f^2(t)\,P(t)\,dt - \sum_{i=0}^{m} a_i^2. \tag{10}$$

Se remarcă ușor că Δ_m scade cînd m crește, adică aproximarea are un caracter sistematic.

Să presupunem acum că ponderăm funcția $f(t)$ cu $Q(t)$, adică

$$g(t) = f(t)\,Q(t) \tag{11}$$

Aproximînd pe $g(t)$ cu suma primilor $m + 1$ termeni într-o dezvoltare ca cea de mai sus și împărțind rezultatul cu $Q(t)$, obținem o aproximare $h(t)$ a funcției $f(t)$ date. Vom avea deci :

$$h(t) = \frac{1}{Q(t)} \sum_{n=0}^{m} a_n\,\varphi_n(t) \tag{12}$$

$$a_n = \int_a^b f(t)\,Q(t)\,\varphi_n(t)\,P(t)\,dt. \tag{13}$$

În acest caz se face minimă abaterea patratică *ponderată*. Ea este dată de relația

$$\Delta_{m.Q} = \int_a^b [f(t) - h(t)]^2 Q^2(t) P(t)\, dt = \int_a^b f^2(t) Q^2(t) P(t)\, dt - \sum_{i=0}^{m} a_i^2. \quad (14)$$

Să facem cîteva precizări în legătură cu cele expuse mai sus. În primul rînd, așa cum rezultă din (5), $h(t)$ aproximează pe $f(t)$ numai în intervalul (a, b). În afara lui nu avem nici un control asupra funcției $h(t)$ obținute. Dacă acest interval este cuprins între 0 și ∞, nu se ridică nici o problemă suplimentară. Dacă însă funcțiile $\varphi_n(t)$ sînt ortogonale într-un interval finit (de ex. (0,1)), atunci va fi necesară o transformare de variabilă în funcția $f(t)$, care să aducă domeniul $(0,\infty)$ în intervalul (a, b) finit, sau un montaj diferențial care să anuleze răspunsul $h(t)$ dincolo de intervalul (a, b), în afara căruia $f(t)$ dat este presupus egal cu zero.

În al doilea rînd, sistemul de funcții $\varphi_n(t)$ trebuie astfel ales, încît $H(s)$, transformata Laplace a funcției $h(t)$ din (9), anume

$$H(s) = L[h(t)] = \sum_{n=0}^{m} a_n L[\varphi_n(t)] = \sum_{n=0}^{m} a_n \Phi_n(s) \quad (15)$$

să îndeplinească condițiile de realizabilitate fizică necesare.

În al treilea rînd, în cazul ponderării funcției $f(t)$ cu $Q(t)$, ca în (11), abaterea patratică ponderată minimă $\Delta_m Q$ din (14) arată că eroarea (diferența între $f(t)$ și $h(t)$) va tinde să se micșoreze acolo unde $Q(t)$ este mare și invers. Ponderea poate să fie făcută chiar cu acest scop, alegînd astfel pe $Q(t)$ încît aproximarea să fie mai bună într-o anumită porțiune a intervalului (a, b), în dauna restului acestui interval. În acest caz funcția de transfer $H(s)$ care rezultă:

$$H(s) = L\left[Q^{-1}_{(t)} \sum_{n=0}^{m} a_n \varphi_n(t)\right] = \sum_{n=0}^{m} a_n L[Q^{-1}_{(t)} \varphi(t)] \quad (16)$$

trebuie să îndeplinească condițiile de realizabilitate fizică cerute. Se poate însă ca ponderea $Q(t)$ să fie aleasă cu scopul ca $H(s)$ în (16) să poată îndeplini aceste condiții de realizabilitate, atunci cînd $H(s)$ în (15) nu le îndeplinește.

Vom da acum cîteva exemple care să ilustreze acest procedeu de sinteză.

Lee Y. W. [5] folosește drept sistem de funcții ortogonale polinoamele lui Laguerre [18], date de expresia

$$L_n(t) = \sum_{k=0}^{n} \frac{n!}{(k!)(n-k)!} (-t)^k. \quad (17)$$

Aceste polinoame sînt ortonormate în intervalul $(0,\infty)$ cu ponderea $P(t) = e^{-t}$. Pentru a face funcția de transfer $H(s)$ realizabilă fizic, $f(t)$ este ponderată cu funcția $Q(t) = e^{t/2}$. Rezultă atunci din (12), (13) și (16):

$$a_n = \int_0^\infty f(t) L_n(t) e^{-\frac{t}{2}} dt \quad (18)$$

$$h(t) = e^{-\frac{t}{2}} \sum_{n=0}^{m} a_n L_n(t) \quad (19)$$

$$H(s) = \sum_{n=0}^{m} a_n \frac{\left(s - \frac{1}{2}\right)^n}{\left(s + \frac{1}{2}\right)^{n+1}} \quad (20)$$

$H(s)$ este realizabilă ca funcția de transfer a unui cuadripol pasiv, cu constante concentrate R, L, C.

A. Papoulis [8] face mai întîi schimbarea de variabilă

$$e^{-\sigma t} = \cos\theta; \quad \sigma > 0 \quad (21)$$

care transformă intervalul $(0,\infty)$ în intervalul $(0,\pi/2)$. Funcția $f(t)$ devine:

$$f\left(-\frac{1}{\sigma} \ln\cos\theta\right) = f_1(\theta). \quad (22)$$

Funcția $f_1(\theta)$ este aproximată în intervalul $(0,\pi/2)$, cu un polinom trigonometric

$$f_1(\theta) \approx h_1(\theta) = \sum_{n=0}^{m} a_n \cos n\theta = \sum_{k=0}^{m} b_k \cos^k \theta. \quad (23)$$

Revenirea la variabila t ne dă răspunsul $h(t)$ căutat

$$h(t) = \sum_{k=0}^{m} b_k e^{-k\sigma t} \quad (24)$$

și funcția de transfer

$$H(s) = L[h(t)] = \sum_{k=0}^{m} \frac{b_k}{s + k\sigma t}. \quad (25)$$

Deoarece polii funcției $H(s)$ se află pe semiaxa reală negativă a planului s și sînt simpli, ea se poate realiza sub forma unui cuadripol R, C pasiv. Un rezultat analog se obține dacă se face schimbarea de variabilă

$$e^{-\sigma t} = x \quad (26)$$

care transformă intervalul $(0,\infty)$ în intervalul (0,1). Funcția obținută (definită pentru $0 \leqslant x \leqslant 1$) este prelungită par și pe intervalul $(-1, 0)$ și este aproximată în intervalul $(-1, 1)$ cu polinoamele lui Legendre [18] care sînt ortogonale în acest interval. Funcția $h(x)$ obținută va fi un polinom în x, iar revenirea la variabila t ne va da răspunsul căutat tot sub forma (24), dar cu coeficienții b_k diferiți.

Kautz W. H. [13] folosește următorul sistem de funcții

$$\varphi_n(t) = \sum_{i=1}^{n} b_{ni} e^{s_i t} \quad (27)$$

cu transformata Laplace

$$\Phi_n(s) = \sum_{i=1}^{n} \frac{b_{ni}}{s - s_i}; \quad s_i = \sigma_i + j\omega_i \qquad (28)$$

Polii s_i pot fi aleşi oricum, cu condiţia $\sigma_i < 0$ şi pentru cazul $\omega \neq 0$, să existe şi polul complex conjugat $\bar{s}_i = \sigma_i - j\omega_i$. Coeficienţii b_{xi} se determină astfel încît funcţiile $\varphi_n(t)$ să fi ortonormate în intervalul $(0,\infty)$. Autorul dă expresia funcţiilor $\Phi_n(s)$ astfel determinate pentru cazul cînd toţi polii s_i sînt reali şi pentru acela cînd toţi aceştia sînt complecşi. Forma particulară (sumă de exponenţiale) a funcţiilor $\varphi_n(t)$ face ca determinarea coeficienţilor a_n în dezvoltarea în serie a funcţiei $f(t)$ date să se simplifice. Într-adevăr, relaţia (8) devine : ($\varphi_n(t)$ sînt ortonormate în intervalul $(0,\infty)$ cu ponderea $P(t) = 1$)

$$a_n = \int_0^\infty f(t)\,\varphi_n(t)\,dt = \sum_{i=1}^{n} b_{ni} \int_0^\infty f(t)\,e^{s_i t}\,dt =$$

$$= \sum_{i=1}^{n} b_{ni} F(s_i) \qquad (29)$$

Pentru determinarea răspunsului $h(t)$ în (9) este deci suficient să găsim valorile transformatei Laplace a funcţiei $f(t)$ în punctele $s = s_i$.

Acest procedeu de aproximare prin descompunerea funcţiei $f(t)$ în serie în raport cu un sistem de funcţii ortonormate, avînd drept criteriu de aproximare acela al abaterii patratice, uşurează (cel puţin în principiu) determinarea funcţiei $h(t)$ căutate. Deşi cele mai multe metode din această primă categorie urmează acest drum, însoţit eventual şi de alte operaţii mai mult sau mai puţin complicate, există şi metode care nu se pot încadra în această schemă, deşi toate au comun faptul că descompun funcţia $f(t)$ în funcţii elementare. Iată două exemple ilustrative.

Reza F. M. [6] face în $f(t)$ schimbarea de variabilă

$$x = 1 - e^{-\sigma t} \qquad (30)$$

care aduce intervalul $(0, \infty)$ în intervalul $(0,1)$. Funcţia $f_1(x)$ astfel obţinută este aproximată cu ajutorul unui polinom $h_1(x)$

$$h_1(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \ldots + a_m x^m \qquad (31)$$

Revenirea la variabila t ne dă răspunsul $h(t)$

$$h(t) = h_1(1 - e^{-\sigma t}) = \sum_{n=0}^{m} b_n e^{-n\sigma t} \qquad (32)$$

realizabil ca răspunsul la impulsul unitate al unui cuadripol RC pasiv. Determinarea coeficienţilor a_i în (31) se face folosind teorema de aproximare a lui Weierstrarss, care permite şi găsirea gradului m al polinomului astfel încît, fiind at un număr pozitiv η, să avem

$$|f(t) - h(t)| < \eta \text{ pentru } 0 < t < \infty \qquad (33)$$

Pentru ca inegalitatea (33) să fie asigurată este necesar ca $f(t)$ şi derivatele ei să fie uniforme în intervalul $(0, \infty)$, ceea ce este o restricţie destul de severă impusă acestei funcţii.

Cartianu Gh. [14] presupune că $f(t)$ este nulă în afara domeniului $(0, t_m)$. Acest domeniu este descompus în m intervale, în interiorul cărora $f(t)$ şi derivatele ei sînt presupuse continue. În fiecare din aceste intervale $f(t)$ este aproximat cu un polinom de gradul n. Răspunsul $h(t)$ căutat este suma acestor polinoame, fiecare dintre ele fiind presupus nul în afara intervalului corespunzător. În aceste condiţii, autorul arată că funcţia de transfer $H(s)$ se poate pune sub forma

$$H(s) = \sum_{k=0}^{n} \frac{1}{s^{k+1}} \sum_{i=0}^{m} a_{ki} e^{-st_i} = \sum_{i=0}^{m} e^{st_i} \sum_{k=0}^{n} \frac{a_{ki}}{s^{k+1}} \qquad (34)$$

unde t_i sînt valorile lui t ce mărginesc cele m intervale, iar a_{ki} reprezintă diferenţa între valoarea derivatei de ordinul k a funcţiei $h(t)$ la dreapta şi la stînga momentului t_i. Relaţia (34) arată că funcţia de transfer $H(s)$ poate fi realizată cu ajutorul unei linii de întîrziere cu m trepte şi a n integratori, sau cu ajutorul unui integrator cu n trepte şi a m linii de întîrziere.

4. METODE DE SINTEZĂ DIN A DOUA CATEGORIE

După cum am spus, aceste metode folosesc pentru aproximare un număr finit de valori ale funcţiei $f(t)$ date. Ele au fost iniţiate pentru a putea aproxima şi funcţii $f(t)$ date grafic (sau prin puncte), sau pentru a evita restricţiile la care sînt supuse aceste funcţii şi calculele laborioase de care sînt legate metodele de sinteză aparţinînd primei categorii. Aceste metode nu se mai pot încadra într-o schemă comună în ceea ce priveşte procedeul de aproximare. Oricare ar fi însă acest procedeu, este de la sine înţeles că funcţia $f(t)$ este presupusă a fi nulă în afara intervalului finit $(0, t_0)$.

Pentru orientare, vom arăta în ce constă procesul de aproximare la cîteva dintre metodele ce aparţin acestei de-a doua categorii.

Hli F. Ba [2] aproximează funcţia $f(t)$ dată cu un şir de impulsuri plasate în punctele τ_i, de integrală egală cu valoarea funcţiei în aceste puncte, adică cu funcţia

$$f^*_{(t)} = \sum_{i=1}^{m} f(\tau_i)\,\delta(t - \tau_i) \qquad (35)$$

avînd transformata Laplace $F^*(s)$ dată de

$$F^*_{(s)} = \sum_{i=1}^{m} f(\tau_i)\,e^{-\tau_i s}. \qquad (36)$$

Fiecare exponenţială în (36) este dezvoltată în serie de puteri şi termenii se grupează după puterile crescătoare ale lui s

$$F^*_{(s)} = b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3 + \ldots \qquad (37)$$

Se consideră apoi o fracție rațională $H(s)$, presupusă a fi funcția de transfer căutată, care se dezvoltă de asemenea în serie de puteri

$$H(s) = \frac{p_0 + p_1 s + p_2 s^2 + \dots p_\alpha s^\alpha}{q_0 + q_1 s + q_2 s^2 + \dots + q_\gamma s^\gamma} = \\ = b_0' + b_1' s + b_2' s^2 + b_3' s^3 + \dots \quad (38)$$

iar coeficienții p_i și q_i se determină din egalitatea primilor $\alpha + \gamma + 2$ coeficienți b_i și b_i' în dezvoltările (37) și (38).

Metoda de sinteză este rapidă, dar cu o mare eroare în aproximare. Ea mai are și neajunsul că realizabilitatea fizică a funcției $H(s)$ nu este asigurată, deoarece nimic nu garantează că polii funcției $H(s)$ vor apărea numai în semiplanul stîng al variabilei s (condiția de stabilitate a rețelei).

Guillemin E. A. [1] aproximează derivata de ordinul doi a funcției $f(t)$ cu o succesiune de impulsuri (adică funcția însăși printr-o linie frîntă). Caută apoi un aproximant pentru impulsul unitate, plasat în punctul $t = 1$. Transformata Laplace a acestuia este e^{-s}, a cărei parte reală, pentru $s = j\omega$, este cos ω. Această parte reală este trunchiată la frecvența ω_0 și aproximată, la rîndul ei, cu o linie frîntă. Dacă a_k sînt salturile derivatei acestei linii frînte în punctele $\omega = \omega_k$, atunci funcția de timp corespunzătoare (partea reală a unei funcții de transfer determină univoc această funcție) este

$$\frac{1}{t^2} \sum_{k=1}^{n} a_k \cos \omega_k t. \quad (39)$$

Autorul înlocuiește apoi în (39) $1/t^2$ cu e^{-2t} și obține funcția $p(t)$ ce aproximează impulsul unitate plasat în punctul $t = 1$. Transformata Laplace $P(s)$ (ajustată pentru a satisface anumite condiții de momente), împărțită cu s^2 (deoarece $f(t)$ a fost derivată inițial de două ori) este realizabilă fizic cu o rețea pasivă R, L, C. Dacă pulsul $p(t)$ este deplasat din punctul $t = 1$, polii în $P(s)$ vor rămîne neschimbați, modificîndu-se doar numărătorul acestei funcții. Funcția de transfer $H(s)$ finală va fi o sumă de funcții cu același numitor, corespunzătoare succesiunii inițiale de impulsuri cu care s-a aproximat $f(t)$.

Metoda de sinteză este destul de laborioasă. Un procedeu analog de sinteză este folosit și de Pucel R. A. [18].

Autorul acestor rînduri [15] a elaborat o metodă de sinteză în domeniul timp care în multe privințe este avantajoasă în comparație cu celelalte metode cunoscute. Pentru aproximare este folosit un număr finit de valori echidistante $f(k\tau)$ ale funcției $f(t)$ impuse. Calculele necesare pentru proiectare sînt simple și reduse ca volum. Funcția de transfer $H(s)$ la care se ajunge este totdeauna realizabilă fizic cu ajutorul unei rețele pasive RLC. Ea rezultă gata descompusă în fracții parțiale, operația de factorizare a numitorului ei, necesară pentru găsirea rețelei fizice corespunzătoare, fiind astfel evitată. În interiorul intervalului $(0, t_0)$ în care $f(t)$ este presupusă diferită de zero, aproximarea este astfel făcută încît abaterea patratică medie între $f(t)$ și $h(t)$ este minimă. Pentru intervalul (t_0, ∞) în care funcția $f(t)$ este nulă, răspunsul $h(t)$ realizat nu depășește, în modul, o valoare dată, impusă înainte de proiectare.

5. CONCLUZII

Putem spune că s-au elaborat relativ multe metode de sinteză în domeniul timp, ceea ce arată interesul pe care această problemă îl prezintă pentru tehnica telecomunicațiilor și a controlului automat. Cu toate acestea se poate afirma că sinteza rețelelor în domeniul timp este mai puțin sistematizată și mai puțin bine pusă la punct ca cea în domeniul frecvență.

Mai există un aspect al acestei probleme care nu a fost atins în cele de mai sus. Pentru sistemele de comunicație prin pulsuri și sistemele de control automat cu date sondate se cere să se găsească o rețea realizabilă fizic, al cărei răspuns la impulsul unitate să ia anumite valori date în momente echidistante $t = nT$ (momentele de sondare), comportarea acestui răspuns între aceste momente avînd un rol secundar. Asupra acestui aspect al problemei sintezei în domeniul timp se va reveni într-un articol viitor.

BIBLIOGRAFIE

[1] GUILLEMIN, E. A. *Sinthesis of Passive Networks*, John Wiley and Sons, Inc., New York, 1957.

[2] BA HLI, F. *A General Method for Time Domain Network Synthesis*, IRE Trans. on Circuit Theory, vol. 1, p. 21—28, sept. 1954.

[3] TRUXAL, J. G. *Numerical Analysis for Network Design*, IRE Trans. on C rcuit Theory, vol. 1, p. 49—60, sept. 1954.

[4] VASILIU, CR. *Contribuții la sinteza rețelelor în domeniul timp*, Bul. Inst. Pol. Buc., Tomul XXV, Fascicula 5.

[5] LEE, Y. W. *Synthesis of Electrical Networks by Means of the Fourier Transforms of Laguerr's Functions*, Journal of Mathematics and Physics, vol. II, p. 83—113, iunie 1932.

[6] REZA, F. M. *An Introduction to a Qualitative Synthesis of Linear Passive Network in the Time Domain*, Proceedings of the National Electronics Conference, vol. X, p. 190—197, 1954.

[7] STRIEBY, M. *A Fourier Method for Time Domain Synthesis*, Proceedings of the Symposium on Modern Network Synthesis, New York, p. 197—211, april 1955.

[8] PAPOULIS, A. *Network response in Terms of Behavior at Imaginary Frequencies*, Proc. Symp. on Modern Network Synthesis, New York, vol. 5, april 1955.

[9] GILBERT, E. G. *Liniar System Approximation by Differential Analyser Simultation of Orthonormal Approximation Functions*, IRE Trans. on Electronic Computers, p. 204—209, iunie 1959.

[10] GILBERT, E. G., OTTERMAN, I. *The Synthesis of Liniar Filters with Real or Imaginary Transfer Functions*, AIEE Trans., Part I (Communication and Electronics), p. 323—330, iulie 1960.

[11] CHARABORTI, N. B. *The Generation of Pulse-Like Functions by Means of Lumped Equivalents of Delay Lines*, Proc. of the Instit. of Electrical Engineers, vol. 109, Part C, no. 15, p. 117—125, martie 1962.
[12] LIU, B. *A Time Domain Approximation Method and Its Application to Lumped Delay Lines*, IRE Trans. on Circuit Theory, vol. 9, p. 256—261, sept. 1962.
[13] KAUTZ, W. H. *Transient Synthesis in the Time Domain*, IRE Trans., on Circuit Theory, vol. 1, p. 29—39, sept. 1954.
[14] CARTIANU, GH. *Metodă generală de sinteză în domeniul timpului*, comunicare la a VII-a sesiune științifică a cadrelor didactice, 7—8 aprilie 1962.
[15] VASILIU, CR. *Sinteza rețelelor în domeniul timp, folosind transformata z*, Dizertație, I.P.B., București, 1963.
[16] PUCEL, R. A. *Network Synthesis for a Prescriebed Impulse Response Using a Real-Part Approximation*, Journal of Applied Physics, vol. 28, nr. 1, p. 124—129, ian. 1957.
[17] YENGST, C. W. *Approximation to a Specified Time Response*, IRE Trans. on Circuit Theory, vol. 9, p. 152—162, iunie 1962.
[18] LEBEDEV, N. N. *Speţialnîi funkţii i ih prilojenia*, Gosudarstvennoe izdatelistvo tehnico-teoreticiskoi literaturî, Moskva, 1953.

Conf. ing. V. M. CĂTUNEANU,
candidat în științe tehnice

Bazele teoretice ale siguranței de funcționare a aparaturii radioelectronice

(partea II-a)

3. APRECIEREA CANTITATIVĂ A SIGURANȚEI DE FUNCȚIONARE

3.1. Aprecierea siguranței de funcționare a elementelor aparaturii radioelectronice, ținîndu-se seama de îmbătrînire.

Conform relației (7), probabilitatea de funcționare fără defecțiuni a elementului i va fi :

$$P_i(t) = 1 - \int_0^t f_i(t)\,\mathrm{d}t, \tag{78}$$

unde $f_i(t)$ este densitatea probabilității, distribuită după o anumită lege.

În cazul cînd se ține seama de îmbătrînire, $f_i(t)$ este dată de relația (50), iar $P_i(t)$ se va calcula cu relația (47) :

$$P_i(t) = \mathrm{e}^{-\lambda_i t}\left[\frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_{0i}-t}{\sigma_{0i}}\right)\right]. \tag{79}$$

unde λ_i este intensitatea defecțiunilor elementului i datorite avariilor, iar T_{0i} și σ_{0i} sînt parametrii legii de distribuție a probabilității de apariție a defecțiunilor datorită îmbătrînirii.

Ținînd cont de relația (16), se deduce intensitatea defecțiunilor datorite atît avariilor cît și îmbătrînirii :

$$\lambda_i(t) = \frac{f_i(t)}{P_i(t)} = -\frac{P'(t)}{P(t)} = \lambda_i + \frac{\Phi'\left(\frac{T_0-t}{\sigma_0}\right)}{\frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_0-t}{\sigma_0}\right)}.$$

Din relația (19) rezultă :

$$P(t) = \mathrm{e}^{-\int_0^t \lambda_i(t)\,\mathrm{d}t} = \mathrm{e}^{-\lambda_i t + \ln\left[\frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_0-t}{\sigma_0}\right)\right]}. \tag{80}$$

3.2. Aprecierea siguranței de funcționare a aparaturii radioelectronice, ținînd seama de îmbătrînirea elementelor componente

Orice aparat radioelectronic poate fi considerat ca fiind un sistem format dintr-un număr de elemente. Întrucît defectarea oricărui element atrage după sine defectarea aparatului (conectare serie) și întrucît defectările diferitelor elemente se pot considera independente, se apreciază siguranța de funcționare după probabilitatea de apariție a primei defecțiuni.

Astfel aparatul va fi în bună stare de funcționare numai atunci cînd toate elementele sînt în bună stare de funcționare.

În acest caz, probabilitatea de bună funcționare $P(t)$ a aparatului, ca sistem, va fi dată de produsul probabilităților de bună funcționare $P_i(t)$ ale elementelor componente :

$$P(t) = \prod_{i=1}^{n} P_i(t), \tag{81}$$

unde n este numărul de elemente componente ale sistemului.

Înlocuind relația (80) în relația (81) se obține :

$$P(t) = \mathrm{e}^{-\Lambda t + \sum_{i=1}^{n} \ln\left[\frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_{0i}-t}{\sigma_{0i}}\right)\right]}, \tag{82}$$

unde :

$$\Lambda = \sum_{i=1}^{n} \lambda_i. \tag{83}$$

În acest caz $f(t)$ și $\lambda(t)$ vor fi date de relațiile :

$$f(t) = -P'(t) = \left[\Lambda - \sum_{i=1}^{n} \frac{\Phi'\left(\frac{T_{0i}-t}{\sigma_{0i}}\right)}{\frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_{0i}-t}{\sigma_{0i}}\right)}\right] P(t); \tag{84}$$

$$\lambda(t) = -\frac{P'(t)}{P(t)} = \Lambda - \sum_{i=1}^{n} \frac{\Phi'\left(\frac{T_{0i}-t}{\sigma_{0i}}\right)}{\frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_{0i}-t}{\sigma_{0i}}\right)}. \tag{85}$$

Utilizarea pentru calcule a relațiilor (82), (84) și (85) devine greoaie și incomodă chiar pentru un număr redus de elemente.

Presupunerile făcute la începutul acestui paragraf permit ca schema inițială a sistemului să fie reprezentată sub forma a două sisteme convenționale. Primul sistem convențional este format din n elemente care lucrează în astfel de condiții, încît defecțiunile elementelor sale sînt posibile numai din cauza avariilor. Cel de-al doilea sistem convențional este format din n elemente, dar care lucrează în astfel de condiții, încît defecțiunile elementelor sale sînt posibile numai datorită îmbătrînirii.

În acest caz distribuțiile probabilităților de apariție a defecțiunilor vor putea fi descrise pentru primul sistem convențional de ecuația:

$$f_{n1}(t) = \sum_{i=1}^{n} \lambda_i \cdot e^{-t\sum_{i=1}^{n}\lambda_i} = \Lambda e^{-\Lambda t} \qquad (86)$$

iar pentru al doilea sistem convențional de ecuația:

$$f_{n2}(t) = \frac{1}{\sigma_{0n}\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-T_{0n})^2}{2\sigma_{0n}^2}}, \qquad (87)$$

unde T_{0n} și σ_{0n} sînt parametrii generalizați ai sistemului convențional, ale cărui elemente se consideră că se pot defecta numai datorită îmbătrînirii. Acești parametri generalizați se pot calcula pe baza următoarei metodici. Se calculează speranța matematică a timpului de bună funcționare și dispersia, pentru sistemul format din două elemente, cu ajutorul relațiilor:

$$M_{o2}(T) = T_{o2} = T_1 + (T_2 - T_1)\left[\frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_1 - T_2}{\sqrt{D_1 - D_2}}\right)\right] - \frac{\sqrt{D_1 + D_2}}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\frac{(T_1 - T_2)^2}{D_1 + D_2}} \qquad (88)$$

$$D_{o2}(T) = \sigma_{o2}^2 = D_1 + (D_2 - D_1)\left[\frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_1 - T_2}{\sqrt{D_1 + D_2}}\right)\right] + (T_{o2} - T_2)(T_1 - T_{o2}) \qquad (89)$$

unde T_1 și D_1 se referă la primul element, T_2 și D_2 la cel de al doilea, iar T_{o2} și D_{o2} la sistemul format din cele două elemente. Făcînd calculul succesiv pentru fiecare pereche de elemente, dintre care primul element este reprezentat de perechea anterioară de elemente, se poate determina T_{on} și σ_{on}.

În această situație, probabilitatea de funcționare fără defecțiuni a sistemului format din cele două sisteme convenționale va fi:

$$P_n(t) = e^{-\Lambda t}\left[\frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_{0n} - t}{\sigma_{0n}}\right)\right] \qquad (90)$$

Această relație este valabilă în ipoteza că produsele au fost în prealabil supuse antrenamentului și fabricația a fost pusă la punct.

3.3. Determinarea limitelor domeniului de utilizare a legii exponențiale pentru aprecierea siguranței de funcționare a aparaturii radioelectronice.

Această problemă se poate pune numai în ipoteza că aparatura a trecut printr-un antrenament prealabil și că fabricația a fost pusă la punct. În acest caz, probabilitatea de funcționare fără defecțiuni a aparaturii, ca sistem, poate fi determinată cu relația (90).

Problema enunțată se reduce la a determina domeniul valorilor t:

$$0 \leqslant t \leqslant T_2 \qquad (91)$$

în care utilizarea relației:

$$P_n^*(t) = e^{-\Lambda t} \qquad (92)$$

dă o eroare relativă maximă egală cu Δ față de utilizarea relației (90), adică

$$\delta = \left|\frac{P_n(t) - P_n^*(t)}{P_n(t)}\right| \leqslant \Delta \qquad (93)$$

sau:

$$\delta = \left|1 - \frac{1}{\frac{1}{2} + \Phi\left(\frac{T_{0n} - t}{\sigma_{0n}}\right)}\right| \leqslant \Delta \qquad (94)$$

unde δ este valoarea erorii relative, care este o funcție crescătoare cu timpul t.

Din (94) rezultă valoarea limită T_2 corespunzătoare erorii maxime Δ:

$$\Phi\left(\frac{T_{0n} - T_2}{\sigma_{0n}}\right) = \frac{1}{2}\frac{1 + \Delta}{1 - \Delta} = \Phi(x) \qquad (95)$$

de unde:

$$T_2 = T_{on} - x\sigma_{on}. \qquad (96)$$

4. PROGNOZA DEFECȚIUNILOR PE BAZA FOLOSIRII LEGILOR DE VARIAȚIE ÎN TIMP A PARAMETRILOR ELEMENTELOR.

Prin durata medie de funcționare T_m a elementului nerecondiționabil se înțelege media aritmetică a timpului t_i de apariție a defecțiunilor elementului respectiv, adică:

$$T_m = \frac{\sum_{i=1}^{n} t_i}{n} \qquad (97)$$

unde n este numărul total de elemente de același tip supuse verificării.

Determinarea duratei de funcționare T_m pe această cale este legată de inconvenientul că experimentarea trebuie să dureze pînă la distrugerea ultimului din cele n elemente (pentru multe elemente durata de funcționare este de circa 4 000 ore).

Prognoza defectelor pe baza folosirii legilor de variație în timp a parametrilor elementelor

în anumite condiții de exploatare dă posibilitatea să se reducă mult durata experimentării în comparație cu durata experiențelor necesare pentru determinarea parametrilor legii de distribuție a probabilității timpului de bună funcționare.

În procesul de exploatare, datorită influenței diferiților factori interni și externi, parametrii elementelor aparaturii radioelectronice suferă variații treptate ireversibile, care duc la apariția defecțiunilor. Cauza principală a acestor defecțiuni, denumite defecțiuni treptate, este îmbătrînirea elementelor, considerînd că aceasta, în sens mai larg, include și fenomenul de uzură.

Capacitatea de lucru a elementelor este determinată, în majoritatea cazurilor, de o serie de parametri independenți, ai căror mărimi se caracterizează prin diferențe inițiale. Legea de distribuție a elementelor după un parametru oarecare este apropiată de legea normală.

În decursul exploatării, legea de distribuție a elementelor după un anumit parametru rămîne normală, însă parametrii acestei legi de distribuție variază în timpul exploatării.

Este evident, caracterul de variație al parametrilor legii de distribuție a elementelor după un anumit parametru depinde de condițiile de exploatare și în primul rînd de regimul de lucru al fiecărui element în parte.

Ansamblul de n curbe (fig. 19), care reprezintă funcțiile de variație în timp a unui parametru oarecare s pentru n elemente de același tip, reprezintă în cazul general o funcție aleatorie, deoarece variațiile în timp ale parametrului fiecărui element au un caracter întîmplător.

Curba $s_i(t)$ reprezintă variația în timp a parametrului s pentru elementul i, ca rezultat concret al unei experiențe.

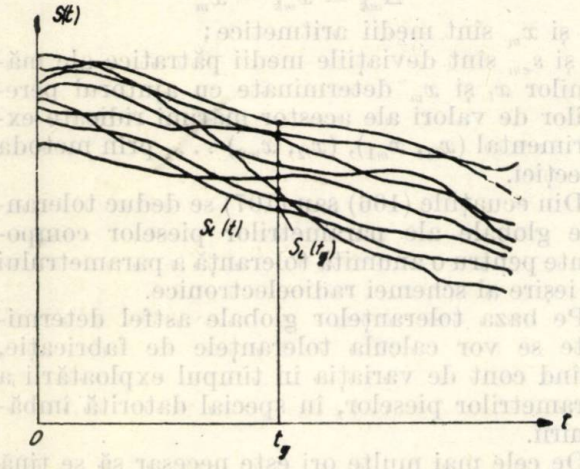


Fig. 19

Valoarea funcției aleatorii, pentru o valoare oarecare a argumentului ($t = t_i$) este o mărime aleatorie. Astfel valoarea funcției aleatorie $s(t)$ pentru $t = t_i$ ne dă mărimea aleatorie $s_i(t_i)$ în secțiunea $t = t_i$ a funcției aleatorii.

Față de cele spuse mai sus, distribuția elementelor de același tip după un parametru oarecare s, la începutul exploatării ($t = 0$), va fi dată de legea normală :

$$f(s_0) = \frac{1}{\sigma_{s0}\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(s-a_{s0})^2}{2\sigma_{s0}^2}} \qquad (98)$$

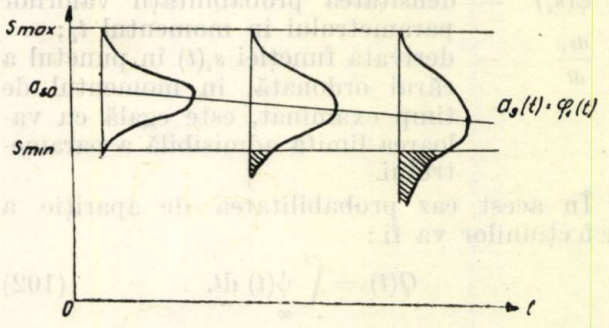


Fig. 20

unde :

a_{s0} este speranța matematică a parametrului s în secțiunea $t = 0$;

σ_{s0} — deviația medie pătratică față de a_s în momentul $t = 0$.

În procesul de exploatare, legea de distribuție rămîne normală, însă parametrii ei a_s și σ_s variază în timp (fig. 20) :

$$\left.\begin{aligned} a_s(t) &= \varphi_1(t) ; \\ \sigma_s(t) &= \varphi_2(t). \end{aligned}\right\} \qquad (99)$$

Variația parametrilor la îmbătrînire are loc treptat și de regulă în mod ireversibil, de aceea diferitele realizări ale funcției aleatorii $s(t)$ pot fi privite ca funcții monotone de timp. Astfel dacă parametrul unui element atinge o anumită valoare limită, atunci elementul se defectează.

Se demonstrează că secțiunea $t = T$, în care probabilitatea de defectare este egală cu 0,5 este dată de expresia :

$$\varphi_1(T) = s_a \qquad (100)$$

unde s_a este valoarea limită admisibilă a parametrului s.

De asemenea se demonstrează că momentul de timp $t = T$, în care este îndeplinită condiția (100) corespunde cu momentul de timp egal cu speranța matematică T_m a timpului de apariție a defecțiunilor (la variația monotonă a parametrilor).

Așadar prognoza duratei medii de bună funcționare relativ la parametrul s se poate face determinînd momentul de timp în care speranța matematică a parametrului în cauză este egală cu valoarea limită admisibilă a acestuia.

Legea de distribuție a duratelor de funcționare determinate de momentul ieșirii parametrului s dincolo de limitele admisibile este legată

de legea de distribuție a parametrului prin relația :

$$\psi(t_i) = \varphi(s_i)\frac{ds_i}{dt} \qquad (101)$$

unde :

$\psi(t_i)$ este densitatea probabilității duratelor de funcționare fără defecțiuni în momentul t_i ;

$\varphi(s_i)$ — densitatea probabilității valorilor parametrului în momentul t_i ;

$\frac{ds_i}{dt}$ — derivata funcției $s_i(t)$ în punctul a cărui ordonată, în momentul de timp examinat, este egală cu valoarea limită admisibilă a parametrului.

În acest caz probabilitatea de apariție a defecțiunilor va fi :

$$Q(t) = \int_{-\infty}^{t} \psi(t)\, dt. \qquad (102)$$

5. CALCULUL TOLERANȚELOR PIESELOR DIN APARATURA RADIOELECTRONICĂ

În calculul schemelor aparaturii radioelectronice se pune problema determinării toleranțelor globale pentru parametrii pieselor componente astfel încît parametrii de ieșire ai schemei să rămînă în limitele unor toleranțe impuse de funcționarea sigură a aparaturii în anumite condiții de exploatare și într-un interval de timp determinat.

Din paragraful 4 a rezultat că, datorită caracterului factorilor care influențează parametrii pieselor radioelectronice atît în procesul de fabricație, cît și în procesul de exploatare, distribuția elementelor de același tip după un parametru oarecare este dată de legea normală, ai cărei parametri a_x și σ_x variază în timp.

Așadar toleranțele globale ale parametrilor pieselor care se vor determina la calculul schemelor radioelec ronice vor trebui să coincidă cu valorile limită ale parametrilor după variația lor în timpul exploatării, în anumite condiții de exploatare și după un anumit timp determinat.

Dacă piesele se combină întîmplător la realizarea schemei radioelectronice și dacă elementele schemei pot fi considerate reciproc independente, atunci distribuția parametrilor de ieșire va respecta de asemenea legea normală.

Dacă un parametru de ieșire y este legat de valorile nominale x_i ale elementelor componente după o funcție continuă diferențiabilă :

$$y = f(x_1, x_2 \ldots x_i \ldots x_n) \qquad (103)$$

atunci se poate scrie :

$$\Delta y = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial y}{\partial x_i}\Delta x_i \qquad (104)$$

sau :

$$\frac{\Delta y}{y} = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i \frac{\Delta x_i}{x_i} \qquad (105)$$

unde coeficienții α_i depind de însăși valorile reale ale parametrilor x_i ai elementelor componente ale schemei electronice.

Trecînd de la deviațiile relative la deviațiile medii pătratice relative σ_y și σ_{xi} și admițînd criteriul toleranțelor în limitele $\pm 3\sigma$, relația (105) se poate pune sub forma :

$$(3\sigma_y)^2 = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i^2 (3\sigma_{xi})^2. \qquad (106)$$

Ecuația (107) poartă denumirea de lanțul toleranțelor.

Cînd există anumite legături de corelație între parametrii unor elemente ale schemei radioelectronice, lanțul toleranțelor se completează cu termeni de corecție, de ex. :

$$(3\sigma_y)^2 = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i^2 (3\sigma_{xi})^2 + 2\gamma_{lm}\alpha_l(3\sigma_{xl})\alpha_m(3\sigma_{xm}) \qquad (107)$$

unde γ_{lm} este coeficientul de corelație între variabilele aleatorii x_l și x_m definit astfel :

$$\gamma_{lm} = \frac{M[\Delta_l \Delta_m]}{\sigma_{xl} \cdot \sigma_{xm}} \qquad (108)$$

unde :

$$\Delta_l = x_l - M[x_l]$$
$$\Delta_m = x_m - M[x_m]$$

$M[x_l]$ și $M[x_m]$ reprezentînd speranțele matematice ale mărimilor aleatorii x_l și x_m.

Statistic, coeficientul de corelație γ_{lm} se va determina astfel :

$$\gamma_{lm} = \frac{\frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} \bar{\Delta}_{lk} \cdot \bar{\Delta}_{mk}}{s_{xl} \cdot s_{xm}} \qquad (109)$$

unde :

$$\bar{\Delta}_{lk} = x_{lk} - \bar{x}_l$$
$$\bar{\Delta}_{mk} = x_{mk} - \bar{x}_m$$

$\bar{x}_l$ și $\bar{x}_m$ sînt medii aritmetice ;

s_{xl} și s_{xm} sînt deviațiile medii pătratice ale mărimilor x_l și x_m determinate cu ajutorul perechilor de valori ale acestor mărimi ridicate experimental (x_{l1}, x_{m1}), (x_{l2}, x_{m2}) ..., prin metoda selecției.

Din ecuațiile (106) sau (107) se deduc toleranțele globale ale parametrilor pieselor componente pentru o anumită toleranță a parametrului de ieșire al schemei radioelectronice.

Pe baza toleranțelor globale astfel determinate se vor calcula toleranțele de fabricație, ținînd cont de variația în timpul exploatării a parametrilor pieselor, în special datorită îmbătrînirii.

De cele mai multe ori este necesar să se țină cont și de alți factori, care n-au fost luați în considerare de către fabricantul de piese, de exemplu : prima conectare sub sarcină (atunci cînd aceasta depășește prescripțiile fabricantului), executarea lipiturilor etc.

Întrucît toți acești factori acționează întîmplător și sînt reciproc independenți, pentru

însumarea deviațiilor produse de ei asupra parametrilor pieselor componente se pot aplica următoarele reguli:

a) mărimile care caracterizează centrele de grupare (adică valorile medii) se adună algebric;

b) mărimile care caracterizează distribuțiile deviațiilor (adică deviațiile medii pătratice) se adună pătratic.

6. SPORIREA SIGURANȚEI DE FUNCȚIONARE A APARATURII PRIN METODE REDONDANTE

Prin redondanță se înțelege creșterea siguranței de funcționare a sistemului (elementului) pe calea utilizării sistemelor și elementelor de rezervă.

Astfel se pot realiza sisteme cu o înaltă siguranță de funcționare utilizînd elemente mai puțin sigure.

În mod convențional toate metodele redondante se reduc la redondanța generală, redondanța individuală și redondanța combinată.

În cazul redondanței generale, se folosesc sisteme de rezervă identice cu sistemul în lucru.

În cazul redondanței individule (separate), se folosesc elemente sau dispozitive de rezervă separate.

În cazul redondanței combinate, se folosesc — într-un același sistem — ambele metode de mai sus.

Principalele procedee de conectare a sistemelor, dispozitivelor sau elementelor de rezervă sînt:

— redondanța permanentă, în care unitățile de rezervă sînt conectate la cele de bază pe toată perioada de lucru și se află în același regim de lucru cu acestea (rezervare activă);

— redondanța succesivă (prin înlocuire), în care unitățile de rezervă înlocuiesc pe cele de bază numai după căderea acestora (rezervare pasivă).

În cazul redondanței prin înlocuire se pot distinge: redondanța automată, cînd atît depistarea cît și înlocuirea unității care s-a defectat se fac automat; redondanța manuală, cînd înlocuirea se face de către operator și redondanța programată, cînd înlocuirea se face după un anumit timp de funcționare, dinainte stabilit.

În figurile 21 și 22 se prezintă schema redondanței generale și individuale.

În cazul redondanței generale, probabilitatea de funcționare fără defecțiuni P va fi [1]):

$$P = 1 - \prod_{j=1}^{m} Q_j \qquad (110)$$

[1]) În paragraful de față se simplifică scrierea, renunțînd la indicarea indicelui timpului t. Astfel: $P = P(t)$ și $Q_j = Q_j(t)$

unde:

Q_j este probabilitatea de defectare a sistemului j, adică:

$$Q_j = 1 - \prod_{i=1}^{n} p_{ji} \qquad (111)$$

unde p_{ji} este probabilitatea de funcționare fără defect a elementului i din sistemul j.

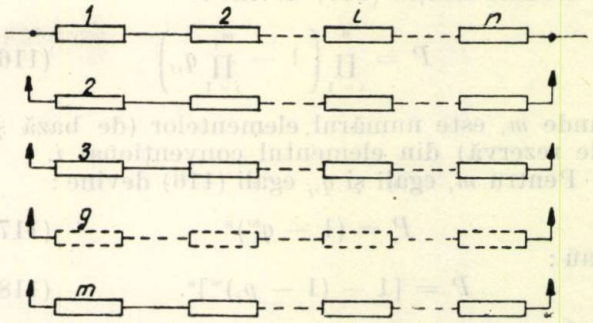


Fig. 21

Astfel se obține:

$$P = 1 - \prod_{j=1}^{m} \left(1 - \prod_{i=1}^{n} p_{ji} \right) \qquad (112)$$

iar în cazul elementelor identice se obține:

$$P = 1 - (1 - p_1^n)^m \qquad (113)$$

unde p_1 este probabilitatea de funcționare fără defecțiuni a unui element.

Pentru determinarea probabilității de funcționare, în cazul redondanței individuale, se

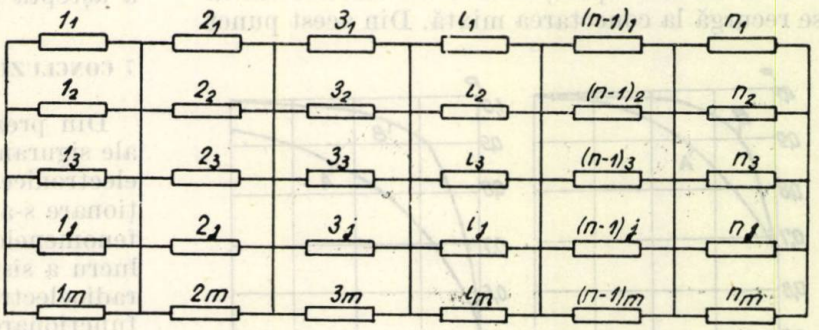


Fig. 22

consideră sistemul format din n elemente convenționale, fiecare din acestea reprezentînd m elemente legate în paralel.

Probabilitatea de funcționare fără defecțiuni a sistemului va fi:

$$P = \prod_{i=1}^{n} P_i = \prod_{i=1}^{n} (1 - Q_i) \qquad (114)$$

unde P_i și Q_i sînt probabilitățile corespunzătoare elementelor convenționale i.

Astfel:

$$Q_i = \prod_{j=1}^{mi} q_{ij} \qquad (115)$$

unde q_{ij} este probabilitatea de defectare a elementului j din elementul convențional i.

Relația (115) exprimă probabilitatea faptului că toate elementele (de bază și de rezervă) din elementul convențional i se vor defecta.

Atunci relația (114) devine:

$$P = \prod_{i=1}^{n} \left(1 - \prod_{j=1}^{m_i} q_{ij}\right) \qquad (116)$$

unde m_i este numărul elementelor (de bază și de rezervă) din elementul convențional i.

Pentru m_i egali și q_{ij} egali (116) devine:

$$P = (1 - q_1^m)^n \qquad (117)$$

sau:

$$P = [1 - (1 - p_i)^m]^n. \qquad (118)$$

În figura 23 sînt reprezentate probabilitățile de funcționare în cazul redondanței generale (curbele A) și redondanței individuale (curbele B) pentru $n = 4$ și $n = 8$. Această reprezentare demonstrează că redondanța individuală este mai eficace decît cea generală și acest avantaj este cu atît mai mare cu cît numărul de elemente n este mai mare.

În cazul redondanței permanente este posibil ca defectarea elementelor să aibă loc datorită „întreruperii circuitelor" sau „scurtcircuitării".

În primul caz este mai rațional să se recurgă la conectarea în paralel a unităților de rezervă, iar în al doilea caz în serie.

În aparatura radioelectronică există defecțiuni de ambele tipuri, astfel încît este necesar să se recurgă la conectarea mixtă. Din acest punct

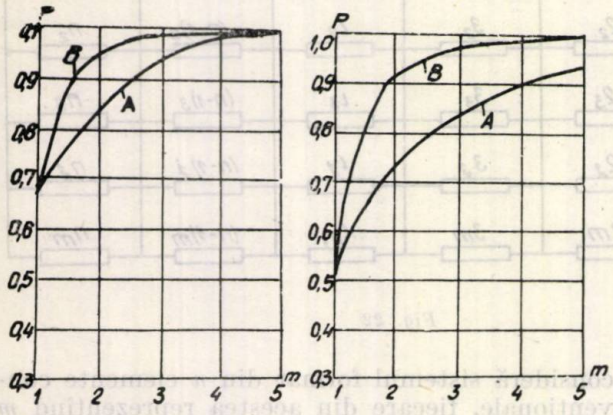


Fig. 23

de vedere, teoria siguranței de funcționare își pune problema să elaboreze criterii pentru alegerea metodei optime de conectare a unităților de rezervă, încît nivelul de siguranță de funcționare prescris să fie asigurat cu un număr minim de astfel de unități.

Avantajele principale ale redondanței permanente constau în simplitate și economicitate, decurgînd din faptul că nu reclamă dispozitive de semnalizare și dispozitive de comutare, care reduc eficacitatea redondanței și perturbă funcționarea normală a schemei în perioada comutării.

Dezavantajul principal al redondanței permanente constă în variația parametrilor de ieșire ai subansamblului de bază la defectarea unui element și variația impedanței de intrare a subansamblului de bază, ceea ce conduce la variația regimurilor electrice ale celorlalte elemente.

Redondanța prin înlocuire se folosește mai des în practică, deoarece prezintă o serie de avantaje.

În primul rînd, permite realizarea reglării prealabile atît a unităților de bază, cît și a celor de rezervă, ceea ce contribuie la menținerea în anumite limite atît a parametrilor de ieșire, cît și a impedanței de intrare a diferitelor subansambluri.

În al doilea rînd asigură folosirea maximă a disponibilului de elemente de rezervă și de surse de alimentare.

În sfîrșit, această metodă permite folosirea unui element de rezervă pentru mai multe elemente de bază.

Dezavantajul principal al acestei metode constă în utilizarea dispozitivelor de semnalizare și a celor de comutare, a căror siguranță de funcționare poate fi scăzută. Pentru eliminarea acestor dezavantaje, teoria siguranței de funcționare își pune problema determinării timpului optim de înlocuire a diferitelor elemente, fără a aștepta producerea defectului.

7 CONCLUZII

Din prezentarea succintă a bazelor teoretice ale siguranței de funcționare a aparaturii radioelectronice rezultă că teoria siguranței de funcționare s-a impus ca știința care studiază legile fenomenelor care duc la reducerea capacității de lucru a sistemelor, dispozitivelor și elementelor radioelectronice, la producerea defecțiunilor în funcționare.

Scopul principal al teoriei siguranței de funcționare este elaborarea metodelor de calcul al siguranței și a metodelor de asigurare a gradului de siguranță prevăzut pentru funcționarea aparaturii radioelectronice în decursul unui anumit timp și în condiții concrete de exploatare.

De rezolvarea problemelor siguranței depinde ritmul de dezvoltare mai departe a radioelectronicii și prin urmare și ritmul de automatizare a tuturor ramurilor economiei naționale.

Prin aceasta este necesară atragerea în acțiunea de rezolvare a problemelor siguranței de funcționare a aparaturii radioelectronice a unui cerc cît mai larg de oameni de știință, ingineri și

tehnicieni, atît din institutele de învățămînt și de cercetări științifice, cît și din producție.

În afară de prezentarea problemelor principale ale bazelor teoretice ale siguranței de funcționare, lucrarea de față urmărește să demonstreze că teoria siguranței de funcționare a aparaturii radioelectronice, în cei zece ani de cercetări, s-a dezvoltat și s-a conturat ca o știință completă. De aceea, în momentul de față nu mai este permis nici industriei și nici celor ce exploatează aparatură radioelectronică să ignoreze preocupările de ridicare sistematică a nivelului siguranței de funcționare.

La acțiunea de ridicare a siguranței de funcționare a aparaturii radioelectronice trebuie să-și dea concursul specialiștii care se ocupă de elaborarea materialelor, proiectanții, tehnologii, controlorii tehnici, întreg personalul de producție, precum și cel de exploatare și întreținere.

O dată cu dezvoltarea acestei acțiuni, pe baza constatărilor practice experimentale și de exploatare, oamenilor de știință le revine sarcina de perfecționare a teoriei siguranței de funcționare a aparaturii radioelectronice.

BIBLIOGRAFIE

[1] BENNER, A. H., MERIDITH, B. *Designing Reliability into Electronic Circuits*, Report nr. EM 4208, Radio Corporation of America, Camden, New-York, 27 October, 1954.

[2] CĂTUNEANU, V. *Problema toleranțelor și erorilor de producție în teoria siguranței în funcționare a aparaturii radioelectronice*, Telecomunicații nr. 3, 1963, pag. 100–110.

[3] CĂTUNEANU, V., SILIȘTEANU, M., *Calculul toleranțelor mărimilor pieselor electrice ale unui amplificator de joasă frecvență*, Comunicare la sesiunea științifică IP, București, 1964.

[4] EARLIS, D. R. *Calculul siguranței de funcționare în etapa inițială a proiectării*, Sb Trudov 7-go simpoziuma USA po nadejnosti i kontroliu kacestva, HIITEIR, 1961.

[5] HENNEY, K., WLSH C. *Radiodetali i problema ih nadejnosti* (traducere din l. engleză), Sovestskoe radio, Moscova, 1960.

[6] KAO, J. H. K. *Computer methods estimating Weibull parameters in Reliability Studies*, IRE Trans, PGRQC-13, July, 1958.

[7] LEONTEV, L. P. *Vvedenie v teoriiu nadejnosti radioelektronnoi apparaturi*, Iz. Ak. Nauk. Latv. SSR, Riga, 1963.

[8] LEVIN, B. R. *Nekotorie voprosi teoreticeskogo analiza nadejnosti radioelekronnogo oborudovaniia*, Radioelektrotehnika, nr. 6, 1959.

[9] LUȚKI, V. A. *Rascet nadejnosti i effektivnosti radioelektronnoi apparaturi*, Spravocinoe rukovodstvo, Izd-vo ANN SSSR, Kiev, 1963.

[10 MILES, C. R. *Statistical Design. A. Means to Better Products of Lower Cost.* IRE Transactions of the Professional Group on Reliability and Quality control, April, 1955.

[11] * * * Obzor trudov 7-go naționalnogo simpoziuma SSA po nadejnosti i kontroliu kacestva radioelektronnoi apparaturi (P.I. și PI), NIITEIR, M, 1961.

[12] ONICESCU, O. *Teoria probabilităților și aplicații*, București, Ed. Academiei R.P.R., 1963, 556 pag.

[13] OTALL, M. M. *Component Failure Problem in Navy Electronic Equipment*, pp. 156–160, Proceedings of Symposium, Progress in Quality Electronic Components, May 5–7, 1952, Washington.

[14] PIERUSCHKA, E. G. *Categorii de refuzuri*, Trudi 6-go simpoziuma SSA po nadejnosti i kontroliu kacestva radioelektronnoi apparaturi" NIITEIR, 1960.

[15] *Problemi nadejnosti radioelektronnoi apparaturi*, Sb. trudov 5-go naționalnogo simpoziuma SSA po nadejnosti i kontroliu kacestva (pod red. Berdicevskogo B. E) Oboronghiz, 1960.

[16] RIPS, I. A. *Prognozirovanie ekspluataționnoi nadejnosti*, Sb. „Nadejnosti radioelektronnoi apparaturi", Izd-vo „S.R", 1960.

[17] SIFOROV, V. I. *O metodah rasceta nadejnosti sistem soderjașcih bolșoe kolicestvo elementov*, Izv. AN SSSR, OTN nr. 6, 1954.

[18] SORENSEN, A. A. *A digital-circuit reliability through redundancy*, Electrotehnology, v. 68, nr. 1, 1961, p. 118–125.

[19] *Teoria nadejnosti v oblasti radioelektroniki*, pod red. V.I. Siforova, Izd – vo AN SSSR, M., 1962.

[20] VENTȚEL, E. S. *Teoriia veroiatnostei*, Moscova, Fizmatghiz, 1958 (GIFML, 1962).

[21] WEISS, G. H. *On the time dependent reliability of networks*, Chicago, Proc. Mat. Electronics Conf., 11, 1956.

[22] WILLIAMS, R. *Calculul siguranței de funcționare la proiectare*, Al 7-lea simpozion din S.U.A. asupra siguranței și controlului calității, 1961.

Ing. MIHAIL CORNEL

Serviciul Telex cu comutație automată

Informațiile ce se transmit sub formă scrisă prin intermediul aparatelor telegrafice, după cum se știe, alcătuiesc traficul telegrafic care este împărțit în trafic general (public) și trafic de abonați.

Traficul general (public) cuprinde telegramele prezentate de public la birourile de primire a telegramelor, în timp ce traficul de abonați cuprinde mesajele emise de abonații telegrafici (întreprinderi și instituții) și transmise direct de abonat la abonat. Deservirea acestora se realizează prin serviciul telex (legături telegrafice prin comutație).

Pentru prelucrarea în bune condiții a traficului de abonați de la surse la destinații, în țara noastră s-a trecut la instalarea de centrale telegrafice automate de tip T.W. 55 [1] adoptîndu-se o structură radială a legăturilor în care pentru realizarea comutației automate se deosebesc :

— centrale terminale ;
— centrale principale ;
— centrale de zonă.

(Centralele terminale sînt legate radial la centralele principale, care la rîndul lor sînt legate tot radial la cele de zonă. Centralele de zonă sînt toate legate între ele).

În anul 1963 au fost date în folosință, pentru traficul telex, centralele de zonă București, Bacău și Cluj și centralele principale Brașov și Timișoara. În anii următori s-a prevăzut a fi date în exploatare, în continuare, încă 13 centrale principale și 42 centrale terminale.

CONSIDERENTE CARE AU CONDUS LA INTRODUCEREA COMUTAȚIEI AUTOMATE

Încă cu cîțiva ani înainte de a se trece la instalarea de centrale automate, comutația telegrafică manuală nu reușea să facă față cerințelor unui serviciu telex de calitate, caracterizat în special, prin rapiditate în stabilirea și întreruperea legăturilor.

În special în București, unde sînt situați cei mai mulți abonați telegrafici, deservirea prin comutație manuală crea unele greutăți. În deosebi în intervalul de vîrf de trafic, dacă un abonat telex dorea să comunice cu un corespondent al său, trebuia să aștepte uneori un timp destul de lung (15 ... 20 minute) de cînd făcea apel la centrala manuală și pînă era pus în legătură cu abonatul solicitat.

Pe lîngă această situație, dezvoltarea relațiilor economice între R.P.R. și o serie de țări a determinat, în acea perioadă, o creștere a numărului de cereri pentru noi instalări de posturi telex. Satisfacerea acestor cereri nu mai putea să fie făcută cu schimbătoarele existente, întrucît acestea erau complet ocupate.

Dacă numărul schimbătoarelor telegrafice manuale ar fi fost extins, se îngreuna și mai mult deservirea comunicațiilor telex, extensia fiind limitată de la o anumită capacitate a centralelor, cînd devenea neeconomică în comparație cu instalarea centralelor telegrafice automate. Astfel, dacă considerăm în medie mărirea la dublu a capacității unei centrale telegrafice manuale, deci extinderea la un număr dublu de jackuri-linii față de capacitatea existentă, întrucît jackurile-linii trebuiau să fie multiplate, pentru cazul de exemplu al unei centrale cu 30 de numere, costul aproximativ ar fi fost echivalent cu instalarea unei centrale automate de 30 de numere.

După toate aceste considerații, singura soluție care se impunea a fi adoptată a fost înlocuirea comutației manuale prin comutația automată, care rezolvă cerința de bază a exploatării telegrafice : rapiditatea realizării legăturilor.

Centralele telegrafice automate, în comparație cu cele manuale, prezintă — printre altele — și următoarele avantaje :

— centralele automate sînt permanent în stare de funcționare și independente de personalul telegrafist ;

— în cazul legăturilor urbane și interurbane, în centrele automatizate nu mai pot să apară reclamații provocate de întîrzierea stabilirii unor legături de către operatori, de întreruperea comunicațiilor de către operatori, de discuții între aceștia și abonați, etc.

PROBLEME CE AU TREBUIT SA FIE REZOLVATE LA ÎNCEPEREA AUTOMATIZĂRII

De la începerea lucrărilor de instalare a primelor centrale telegrafice automate au apărut probleme tehnico-economice și de exploatare ce se impuneau a fi soluționate pentru a putea intra în funcțiune noile echipamente. Astfel :

Pînă la începerea unei automatizări telex internaționale se prevăzuse ca tot traficul internațional de plecare să fie scurs prin intermediul unor poziții manuale, instalate în centrul telex București. Întrucît schimbătoarele necesare realizării acestor poziții internaționale nu fuseseră prevăzute a fi procurate, a fost necesar să se facă modificări schimbătoarelor manuale existente, pentru a permite o exploatare semiautomată a traficului internațional de plecare, conform recomandărilor C.C.I.T.T. Au fost executate modificări la circuitele de cordon și circuitul operator, la fiecare schimbător.

De ce au fost necesare aceste modificări ?

În situația comutației manuale a traficului, telegrafistul-operator de la poziția telex nu

putea verifica indicativul cu nume de apel al abonatului chemat, avînd abonatul chemător pe cordon. În momentul în care executa manipularea la aparatul operator (teleimprimatorul schimbătorului), el declanșa atît dis-

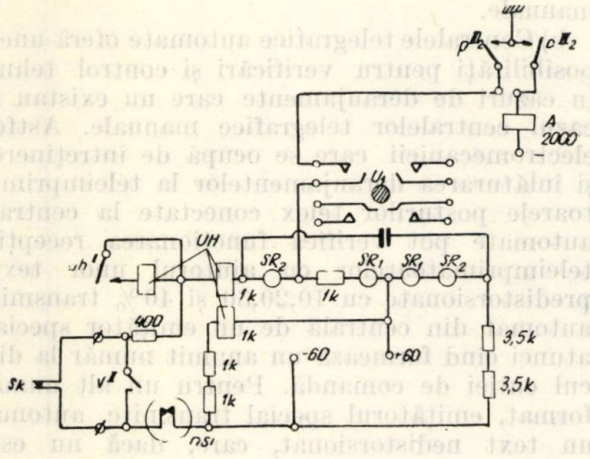


Fig. 1 Circuit-operator transmitere modificat.

pozitivul de transmitere a indicativului cu nume de apel al abonatului chemat, cît și cel al abonatului chemător și nu putea recepționa niciunul din cele două „nume de apel". Datorită acestui fapt, el nu reținea chemătorul pe cordon cînd acesta se prezenta și solicita o convorbire telex, ci, după obținerea chematului, introducea a doua fișă a cordonului în jackul chemătorului, în acest caz nemaifăcînd verificarea acestuia.

În situația comutației automate, atît în cazul deservirii imediate, cînd trebuie să se verifice indicativul abonatului chemat, cît și în cazul deservirii cu așteptare, cînd trebuie să se verifice abonatul chemător, obținut prin formarea numărului de apel la disc, telegrafistul-operator, avînd pe cordon ambii abonați, trebuie să poată recepționa corect numele de apel al abonatului dorit. În acest scop s-au făcut modificările reprezentate în figura 1. În figura 2 este reprezentat circuitul-operator transmitere nemodificat.

La primirea unui apel, operatorul trebuie să răspundă abonatului chemător cu fișa corespunzătoare unui releu C din schimbător [2], astfel încît, prin contactul C^{III} 2 să angajeze releul A și prin acesta întregul circuit de cordon. După ce a primit comanda, reține pe cordon abonatul chemător.

Potențialul pămîntului, prin contactul p^{III} 2, corespunzător unui releu P al celei de a doua fișă a cordonului, cînd aceasta este introdusă către celălalt abonat, nu mai este aplicat la înfășurarea releului A ci, prin perechea de contacte a cheii de cordon (U_1) manipulată în poziția de sus („interogare"), este aplicat între cele două înfășurări din stînga (pe schemă) ale releelor polarizate SR_1 și SR_2. Astfel, atunci cînd va fi manipulat aparatul operator, va acționa numai releul SR_2 și prin armătura acestuia se vor trimite impulsuri de dublu-curent către abonatul chemat în cazul deservirii imediate. În cazul deservirii cu așteptare, impulsurile vor fi trimise numai către abonatul chemător. Releul SR_1 neacționînd, teleimprimatorul primului abonat care a fost reținut pe cordon nu va primi impulsurile provocate de manipularea teleimprimatorului-operator pentru verificarea „numelui de apel" și astfel, dispozitivul său de transmitere a indicativului nu va fi acționat.

Pentru trunchiurile de intrare la masa internațională, conform diagramei de legături a centralei automate București, a fost necesar să se adapteze ieșirile selectoarelor de grup-internațional, la jackurile schimbătoarelor manuale.

În scopul obținerii legăturilor între centralele telegrafice automate și centralele telegrafice manuale din oficiile neautomatizate, cu alte cuvinte, pentru a realiza interconectarea între rețeaua cu comutație automată și rețeaua cu comutație manuală au fost făcute modificări la translațiile centralelor manuale ce conlucrează cu centralele atomate.

Se știe că automatizarea rețelei telex se face treptat. Datorită acestui fapt, centralele telegrafice automate trebuie să conlucreze cu centralele telegrafice manuale din oficiile neautomatizate. Circuitele de intercomunicații se realizează pe căi telegrafice de curenți purtători, care se introduc în centralele automate la translații convertoare (tip Us) iar în centralele manuale prin translații tipice acestora.

O translație de tip Us, conectată între calea de sistem și un selector de grup zonal, principal sau de tip I/II [1], pe lîngă adaptarea căii de sistem (circuit pe patru fire) la intrarea sau la ieșirea selectorului de grup (trei fire) mai realizează următoarele funcțiuni:

— nu permite dubla ocupare a liniei interurbane, atît în sensul de plecare cît și în sensul de sosire;

— trimite un impuls-invers cînd este ocupată în sensul de sosire, ca semnal de pregătire către translația de tip Us ocupată în sensul de plecare. Dacă aceasta nu primește impulsul-invers (25 ms curent de repaos) [1], într-un timp de maximum 300 ms, calea interurbană este considerată deranjată;

— la apariția unui deranjament pe calea de sistem, prin translația de tip Us, se trimite din selectorul de grup un semnal de ocupat către abonatul chemător, iar translația ocupată în sensul de plecare se blochează față de o nouă ocupare pînă la ridicarea deranjamentului, provocînd și blocarea celei ocupate în sensul de sosire.

În cazul a două centre de comutație telex, unul automatizat și celălalt manual, adaptarea

la capătul căii de sistem spre centrala automată se realizează cu o translație de tip Us, iar la capătul spre centrala manuală cu o translație

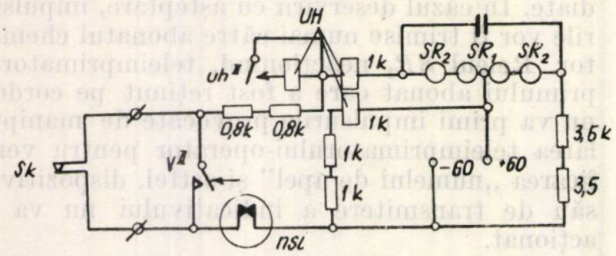


Fig. 2. Circuit-operator transmitere nemodificat

de tip manual. Translația de tip Us nu va permite o dublă ocupare a căii interurbane la centrala automată, în timp ce la centrala manuală nu se pune problema unei duble ocupări.

Pentru a doua funcțiune specificată mai sus (situația a două centre cu comutație automată), considerîndu-se cazul unui centru cu comutație automată conectat cu un centru cu comutație manuală și anume: sensul centrală automată către centrală manuală, translația de tip manual trebuie să aibă posibilitatea de a trimite un impuls-invers către translația de tip Us de plecare. Pentru realizarea acestei posibilități, translațiile de tip manual de la centralele manuale ce conlucrează cu centralele automate au fost modificate ca în figura 3.

O altă problemă importantă și anume aceea a editării instrucțiunilor pentru folosirea serviciului telex de către abonați, a fost rezolvată prin publicarea „Listei abonaților la serviciul telex din RPR" care în primele pagini a cuprins expunerea operațiilor pe care trebuie să le efectueze abonații.

Instrucțiunile pentru folosirea serviciului telex nu au putut fi întocmite pînă nu a fost soluționată problema deservirii convorbirilor telex de plecare ale abonaților conectați la centralele automate cu abonați conectați la centralele manuale și care ridica unele greutăți de taxare.

AVANTAJE ȘI REZULTATE OBȚINUTE ÎN SERVICIUL TELEX CU COMUTAȚIE AUTOMATĂ

Pe lîngă avantajele arătate în prima parte a articolului, comutația automată a traficului telex mai prezintă o serie întreagă de avantaje în comparație cu comutația manuală:

a) Punerea în funcțiune a noilor centrale mărește posibilitățile de extindere a serviciului telex, aceste centrale permițînd să se facă față cererilor de noi abonați, care nu puteau fi satisfăcute din cauza capacităților complet ocupate și extinderilor limitate ale vechilor centrale manuale.

b) Centralele telegrafice automate oferă unele posibilități pentru verificări și control tehnic în cazuri de deranjamente care nu existau în cazul centralelor telegrafice manuale. Astfel, electromecanicii care se ocupă de întreținerea și înlăturarea deranjamentelor la teleimprimatoarele posturilor telex conectate la centrale automate pot verifica funcționarea recepției teleimprimatoarelor cu ajutorul unor texte predistorsionate cu 10,20,30 și 40% transmise automat din centrală de un emițător special, atunci cînd formează un anumit număr la discul cutiei de comandă. Pentru un alt număr format, emițătorul special transmite automat un text nedistorsionat, care, dacă nu este

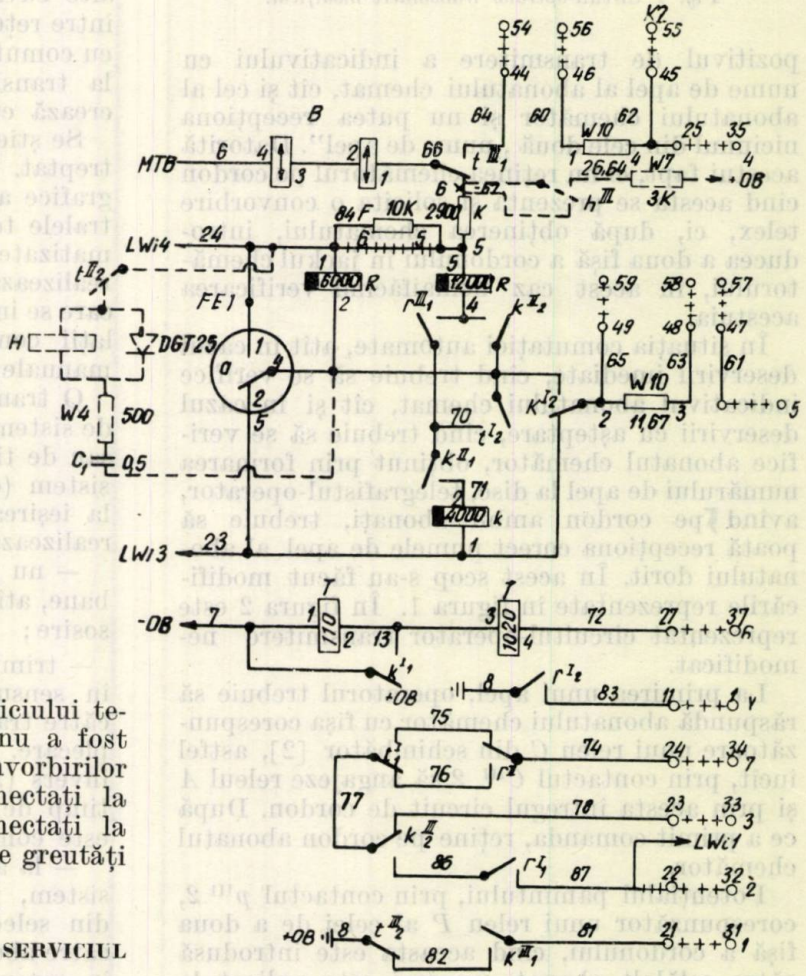


Fig. 3. Schema de principiu parțială a translației de centrală manuală modificată pentru realizarea impulsului inversor.

recepționat corect la abonat, indică deranjament în partea de recepție a postului telex.

De asemenea, verificări precise pentru indicarea deranjamentelor de la posturile telex pot fi făcute prin intermediul meselor de verificare și aparatelor de măsură din centralele automate. De exemplu, miliampermetrul de la preselectorul unui abonat indică lipsa curentului de rețea la abonat sau blocarea motorului aparatului teleimprimator.

c) O îmbunătățire importantă a fost adusă de automatizare serviciului telex internațional. Operatorii de la pozițiile telex internaționale din țările corespondente cu R.P.R., pot acum să obțină prin selecție directă abonații din țara noastră conectați la centrale telegrafice automate, operatorii de la pozițiile internaționale din București trebuind să deservească numai convorbirile solicitate de abonații din R.P.R.

d) La întocmirea conturilor telex către abonații telegrafici, au fost eliminate aproape toate operațiunile. În situația comutației manuale trebuiau executate:

— întocmirea bonurilor, pentru fiecare convorbire telex, de către operatorii centralei manuale;

— trierea bonurilor de către operatori, în bonuri de convorbiri interne și bonuri de convorbiri internaționale;

— trierea bonurilor pe abonați (separat pentru convorbiri interne și separat pentru convorbiri internaționale), de către oficianți;

— calculul duratei și taxei pentru fiecare convorbire în funcție de orele înscrise (de operator sau de calculograf) pe fiecare bon, de zona de taxare (5 zone) și de tariful de zi sau de noapte, calcul ce era făcut de oficianți;

— înscrierea convorbirilor în borderouri pentru fiecare abonat, separat pentru convorbiri interne și separat pentru internaționale;

— adiționarea taxelor pe o lună de zile la fiecare borderou;

— întocmirea facturilor.

În situația centralelor telegrafice automate se execută numai:

— citirea contorului fiecărui abonat, la sfîrșitul fiecărei luni și notarea unităților de taxare;

— calculul sumei de încasat (înmulțind unitățile de taxare înregistrate de contor cu 0,35 lei — taxa pe unitate) și întocmirea facturii.

După cum se constată centralele automate au redus aproape în întregime munca depusă pentru emiterea facturilor telex, simplificînd foarte mult operațiunile și calculele de taxare a abonaților.

PERSPECTIVE ALE DEZVOLTĂRII SERVICIULUI TELEX

În prezent R.P.R., dezvoltîndu-și continuu întreaga economie și relațiile economice existente cu diferite țări, stabilind cu alte țări noi relații economice, din ce în ce mai multe instituții, întreprinderi, fabrici și uzine, organizații pentru comerț exterior, agenții, oficii etc., solicită să li se instaleze posturi telex.

Pentru perioada 1965—1980 se prevede o creștere medie anuală a numărului de abonați cu 18%. De altfel, în primul an de automatizare, în care au fost date în folosință numai 5 centrale automate, a fost realizată o creștere de 17%.

În prezent se studiază posibilitățile de trecere la o parțială comutație automată telex internațională, paralel cu realizarea automatizării

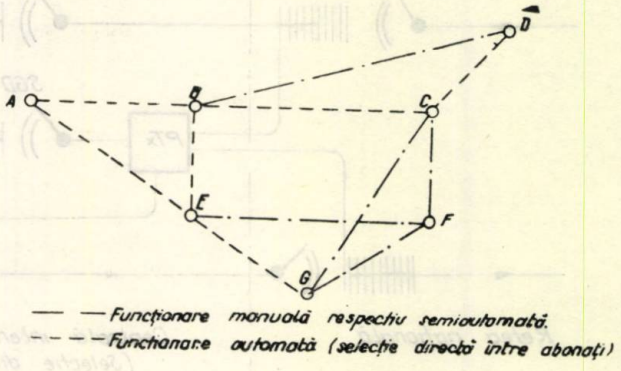


Fig. 4. Tip de rețea pentru introducerea selecției directe

urbane și interurbane. Pentru selecția directă între abonații din R.P.R. și abonații din cîteva țări apropiate, nu se întrevăd dificultăți deosebite.

Astfel, dacă se consideră reprezentarea din figura 4, între țările AB, AE, BC, BE, CD și EG presupunîndu-se o selecție directă între abonați, centralele internaționale din aceste țări vor trebui să fie echipate conform figurii 5.

La o astfel de centrală internațională cu o treaptă de selecție de grup pentru automat internațional (*SGIA*) se pot realiza maximum 10 direcții pentru selecția directă între abonați. Dacă se dorește apoi a se mări numărul de ieșiri, se va introduce o a doua treaptă de selecție de grup *SGIIA*.

Pentru traficul ce va trebui să fie prelucrat în tranzit vor trebui să fie menținute poziții internaționale telex PTx.

De la pozițiile internaționale telex se va putea intra pe căile internaționale automatizate prin selectoare de grup de direcție (*SGD*).

Pentru înregistrarea traficului internațional ce va fi realizat prin selecția directă, se va aplica după cum se obișnuiește, principiul înregistrării de către țara de plecare. În acest scop va fi necesar să se conecteze pe căile de plecare, translații de tip Us, combinate cu dispozitive de contorizare (*C*).

Deoarece legăturile realizate de pozițiile internaționale (pentru tranzit) vor fi înregistrate de operatori, nu va mai fi necesară o contorizare a lor la intrarea în translațiile de tip Us.

În cadrul serviciului telex internațional se urmărește trecerea unor comunicații telex la

mare distanță pe legături radiotelegrafice directe echipate cu sisteme de protecție împotriva erorilor (sisteme ARQ).

Se mai menționează că automatizarea rețelei telex va permite a se efectua prin intermediul ei transmisiuni de date de către utilizatorii de instalări a noi posturi telex, în prezent serviciul de abonați telegrafici avînd mari perspective de dezvoltare, perspective ce se datoresc în special creșterii volumului și numărului de schimburi comerciale între R.P.R. și numeroase țări.

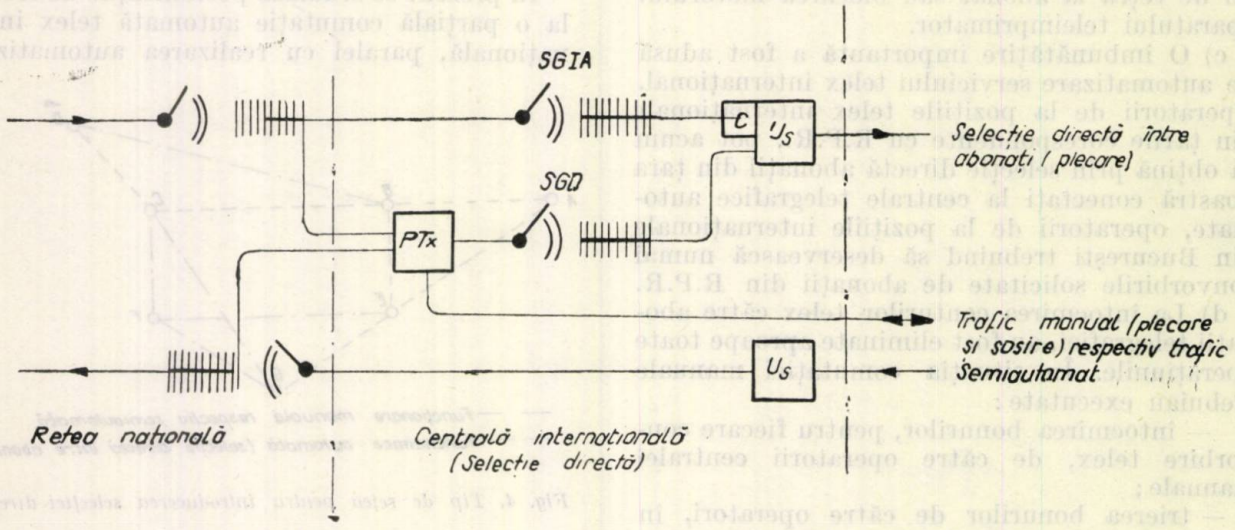


Fig. 5. Centrală internațională (selecție directă).

calculatoarelor electronice. Cîțiva din acești utilizatori se interesează încă de pe acum de posibilitățile transmisiunilor ce vor putea fi oferite de rețeaua cu centrale automate.

CONCLUZII

În urma celor expuse se poate spune că trecerea de la comutația manuală la comutația automată a traficului telex oferă abonaților telegrafici numeroase și importante avantaje.

Automatizarea rețelei telex creează capacitatea necesară pentru satisfacerea cerințelor.

De asemenea pentru a se putea trece la o completă automatizare telex internațională, o primă etapă va fi introducerea selecției directe între R.P.R. și cîteva țări apropiate.

BIBLIOGRAFIE

[1] GRIGORE, ST. *Principii de organizare a rețelelor moderne telegrafice de abonat și de uz general*, Telecomunicații, nr. 4, (1960) pag. 171—182.

[2] DINGHER, AL. *Aparate și instalații de telegrafie*, București, Editura de stat didactică și pedagogică, 1960, pag. 224.

Ing. MIRCEA POPESCU

Amplificatoare separatoare cu tranzistoare în aparatajul modern de studio

1. ÎNTRODUCERE

Aparatajul de studio cuprinde totalitatea dispozitivelor de audio-frecvență întrebuințate în radiodifuziune, în lanțul care începe cu transformarea informațiilor acustice în energie electrică prin intermediul microfonului și care se termină la intrarea cablului prin care se trimite semnalul de modulație la emițător. Dispozitivele componente ale aparatajului de studio se împart în două grupe principale.

Prima grupă cuprinde dispozitivele care se află direct în calea de modulație. Acestor dispozitive li se impun cerințe tehnice foarte mari, nu numai în ce privește performanțele, cît și în ce privește siguranța în funcționare, deoarece defectarea unui astfel de dispozitiv poate avea drept consecință întreruperea modulației.

A doua grupă conține dispozitivele care nu intră direct în calea de modulație, dar care sînt necesare pentru supravegherea funcționării dispozitivelor din prima grupă și pentru măsurarea performanțelor acestora.

Amplificatorul separator de audio-frecvență face parte din prima grupă a aparatajului de studio și servește — după cum arată și numele — ca element de separare în cazul conectării mai multor impedanțe de sarcină (magnetofoane,

instalații de reverberație, amplificatoare de ascultare, linii prin care se transmite semnalul de modulație la emițătoare etc.) la aceeași sursă de semnal. Noțiunea de separare presupune îndeplinirea simultană de către amplificatoarele separatoare a trei condiții :

— la conectarea mai multor dispozitive electronice sau linii la aceeași sursă de semnal, aceasta să nu fie practic încărcată (de unde rezultă că amplificatoarele separatoare trebuie să aibă impedanțe de intrare relativ mari) ;

— impedanțele lor de intrare să fie independente de impedanțele lor de sarcină (deci chiar în cazul extrem al scurtcircuitării intrării unui dispozitiv electronic sau unei linii conectate la sursa de semnal prin intermediul unui amplificator separator, nu trebuie să fie perturbată funcționarea normală a restului dispozitivelor conectate la aceeași sursă) ;

— să aibă o amplificare de putere care să permită asigurarea în impedanțele de sarcină, de obicei mult mai mici decît cele de intrare, a unor tensiuni de același ordin de mărime cu cele de la intrare.

Într-o instalație de studio numărul amplificatoarelor separatoare este în general mare și de aceea, în ultimii ani, existînd posibilități reale create de folosirea în practică a tranzistoarelor s-a pus în mod serios problema micșorării volumului acestora, precum și problema micșorării consumului lor de energie. Deoarece tranzistoarele au permis realizarea unor amplificatoare separatoare avînd performanțe asemănătoare cu ale celor echipate cu tuburi electronice, amplificatorul separator este unul dintre primele dispozitive ale aparatajului de studio care au fost „tranzistorizate". De menționat că echiparea amplificatoarelor separatoare cu tranzistoare aduce după sine și o creștere a siguranței în funcționare, ca urmare a duratei medii de funcționare mai mari a tranzistoarelor în comparație cu cea a tuburilor electronice.

2. CARACTERISTICILE TEHNICE ALE AMPLIFICATOARELOR SEPARATOARE DE STUDIO

Caracteristicile tehnice pe care le asigură în general amplificatoarele separatoare de audiofrecvență utilizate în aparatajul de studio sînt următoarele :

— impedanța de intrare : $\geqslant 10$ kΩ ;
— impedanța de ieșire : $\leqslant 30-40\,\Omega$;
— rezistența de sarcină : $\geqslant 200\ \Omega$;
— cîștigul de tensiune : $\geqslant 6$ dB ;
— nivelul maxim la ieșire : $\geqslant 18$ dBm ;
— caracteristica de frecvență : cuprinsă între 30Hz și 15kHz cu abateri mai mici de $\pm 0{,}5$dB ;
— distorsiuni neliniare : $\leqslant 0{,}5\%$ la un nivel de ieșire de $+6$ dBm, în gama de frecvență de la 60 Hz la 15 kHz ;
— raport semnal — zgomot : > 70 dB.

Din examinarea acestor caracteristici tehnice rezultă pe de o parte, că amplificarea de tensiune cerută unui amplificator separator de audiofrecvență este mică, iar pe de altă parte, că acesta trebuie să fie considerat ca un amplificator de putere. Pentru exemplificare se va calcula amplificarea de putere și puterea de ieșire în condițiile limită impuse de caracteristicile tehnice de mai sus. Prin urmare tensiunea de ieșire este de 6V (nivel 18 dBm), tensiunea de intrare 3V (amplificare de tensiune 6dB), iar impedanțele de intrare și de sarcină de 10kΩ și respectiv 200 Ω. Cu aceste valori rezultă un cîștig de putere necesar de 23 dB și o putere de ieșire de 180 mW.

3. SCHEME DE AMPLIFICATOARE SEPARATOARE DE STUDIO

Se vor examina în continuare schemele a trei amplificatoare separatoare de studio, primul fiind realizat de firma Marconi-Anglia, al doilea de firma WSW-Austria, iar al treilea de către autor folosind tranzistoare romînești. Alegerea primelor două amplificatoare separatoare pentru a fi analizate în cadrul articolului nu este întîmplătoare, ci se datorește faptului că ele reprezintă două modalități distincte de realizare practică a amplificatoarelor separatoare și anume : cu schemă simetrică de la intrare pînă la ieșire, deci cu toate etajele de amplificare în contratimp, sau cu schemă avînd obligatoriu simetrice numai intrarea și ieșirea. Se pare că în ultima vreme, „cîștigă teren" prima variantă de schemă, datorită posibilităților mai mari de a se obține distorsiuni nelineare scăzute.

Caracteristicile tehnice ale amplificatorului separator Marconi (fig. 1) sînt următoarele :

— impedanța de intrare : 600Ω sau 10kΩ ;
— rezistența de sarcină : $\geqslant 120\ \Omega$;
(la bornele $A-B$)
— cîștigul de tensiune : 4 dB ;
(reglabil fin)
— nivelul maxim la ieșire : $+$ 20 dBm ;
(la bornele $1-1'$,... $10-10'$)
— caracteristica de frecvență : cuprinsă între 30 Hz și 15 kHz, cu abateri de ± 1 dB ;
— distorsiuni neliniare : 0,5% la 60 Hz, la nivelul de ieșire maxim ;
— raport semnal-zgomot : > 60 dB.

Analizînd schema, se observă că etajele sînt cuplate între ele direct. Stabilizarea generală în curent continuu se obține legînd emitoarele tranzistoarelor T_1 și T_2 prin intermediul rezistențelor R_2 și R_3 la rețeaua formată din rezistențele $R_{12} - R_{16}$, conectată la emitoarele tranzistoarelor finale T_5 și T_6. Un eventual dezechilibru al primelor două etaje datorită deosebirilor dintre tranzistoare se reduce la minimum prin introducerea rezistențelor de emitor comune R_6 și R_{17}.

Pentru obținerea unei impedanțe de ieșire de valoare mică se aplică o reacție negativă puternică prin mai multe bucle de reacție, care cuprind progresiv toate etajele.

Condensatoarele C_{37} și C_{38} compensează reactanțele de scăpări care există între înfășurările transformatorului de ieșire și asigură o stabilitate mai bună la frecvențe înalte. Rețelele RC, $R_{10} - C_6$ și $R_9 - C_5$ corectează faza la frecvențe înalte și contribuie de asemenea la îmbunătățirea stabilității. Condensatorul C_{36} din bucla de reacție globală se utilizează pen-

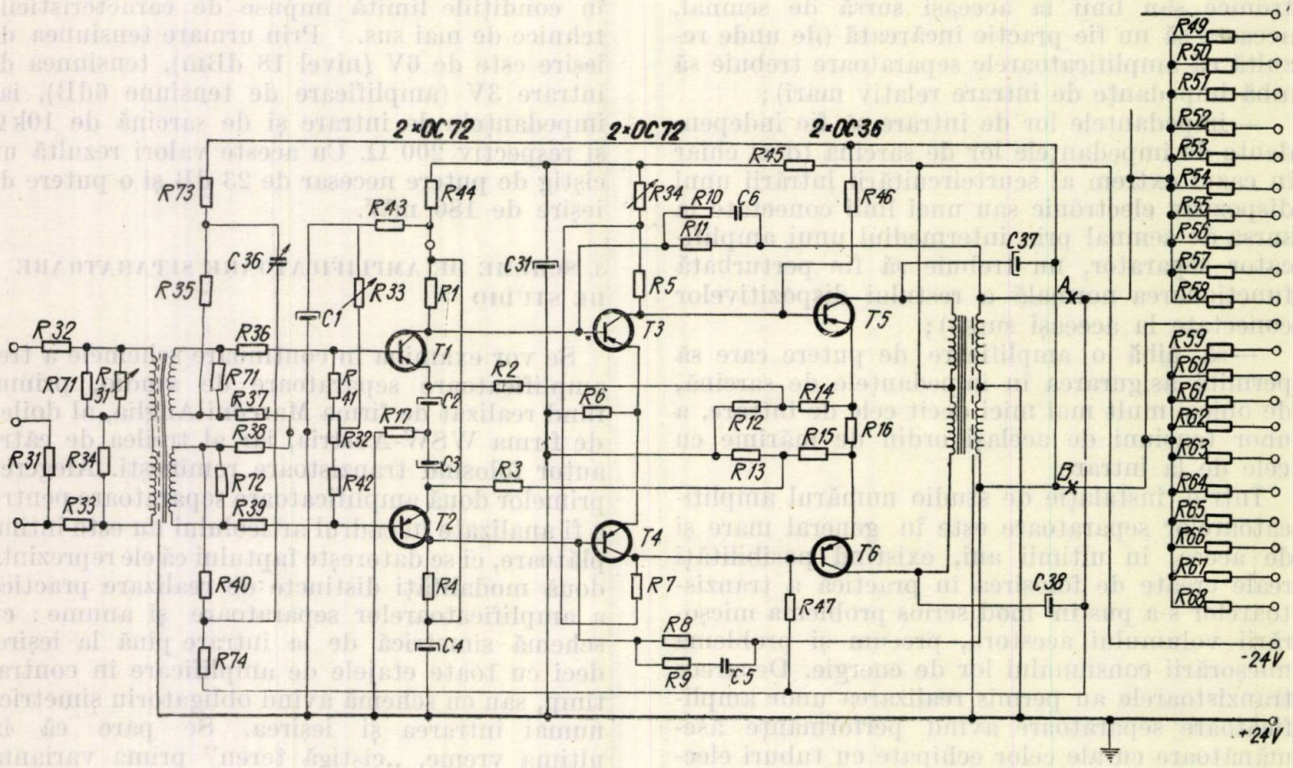


Fig. 1.

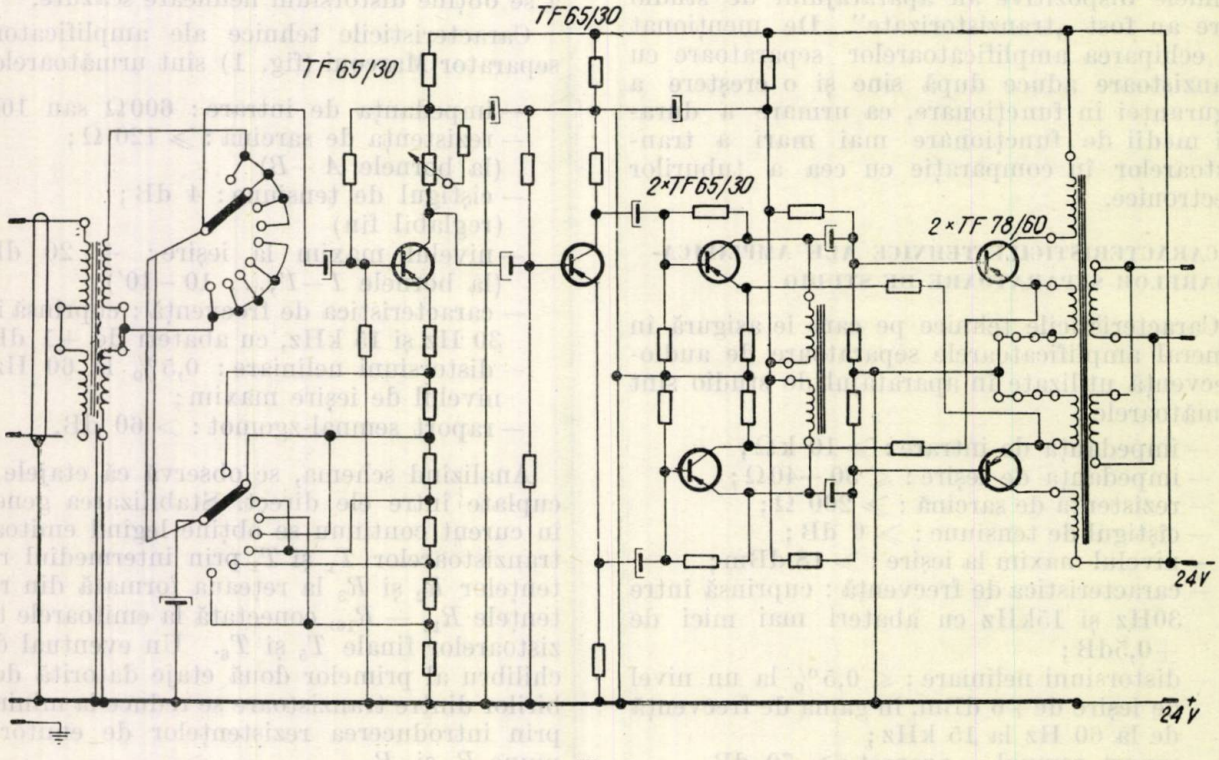


Fig. 2.

tru corectarea caracteristicii de frecvență în domeniul frecvențelor înalte.

Avînd o destinație specială, amplificatorul separator are unsprezece ieșiri simetrice. Astfel, în afară de ieșirea directă de la bornele $A-B$, se mai obțin zece ieșiri prin conectarea perechilor de rezistențe $R_{49}-R_{68}$. Rezistențele formează atenuatoare simetrice care separă ieșirile. Brațul derivație al tuturor atenuatoarelor este format de impedanța de ieșire existentă între bornele $A-B$, care are o valoare foarte mică. Impedanța de ieșire la fiecare din cele zece ieșiri prevăzute cu atenuatoare este de 600 Ω. Amplificatorul real este prevăzut și cu un redresor propriu, care n-a mai fost figurat în schema din fig. 1.

În figura 2 s-a prezentat schema amplificatorului separator realizat de către firma WSW-Austria. Caracteristicile tehnice ale acestuia sînt următoarele :

— impedanța de intrare : > 10 kΩ ;
— impedanța de ieșire : < 35 Ω ;
— rezistența de sarcină : ⩾ 200 Ω ;
— cîștigul de tensiune ; 30 dB ;
(reglabil în trepte de 3 dB)
— nivelul maxim la ieșire : + 20 dBm ;
— caracteristica de frecvență : cuprinsă între 30 Hz și 15 kHz cu abateri de ±1 dB ;
— distorsiuni neliniare : < 0,5% între 60 Hz și 15 kHz la un nivel de ieșire de +6 dBm ; < 1 % între 30 și 60 Hz la același nivel de ieșire ; < 2% la un nivel de ieșire de +20 dBm ;
— raport semnal-zgomot % : > 72 dB.

Ca o particularitate a montajului se remarcă utilizarea în etajul final a schemei cu sarcină distribuită. Această schemă are avantajul că permite realizarea reacției negative necesare, fără consum suplimentar de putere în circuitul de reacție. Avantajul se pune în valoare la utilizarea în etajul final a unor tranzistoare a căror

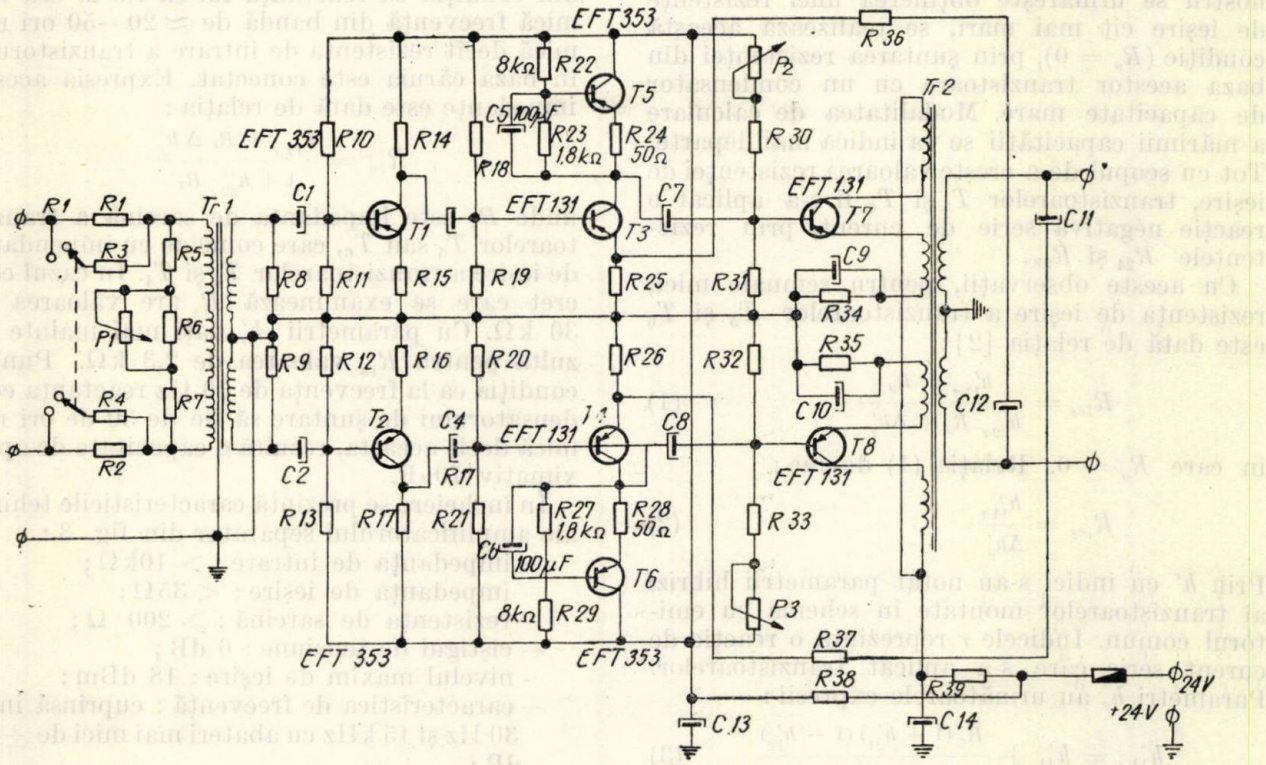


Fig. 3

putere utilă este apropiată de cea necesară a fi livrată sarcinii. Schema prezintă și un inconvenient, care constă în faptul că etajul final avînd o amplificare de tensiune mică trebuie excitat cu o tensiune relativ mare. Pentru obținerea tensiunii de excitație necesară în montajul examinat, se recurge la alimentarea etajului prefinal prin șoc. Utilizarea șocului are însă dezavantajul creșterii volumului și greutății separatorului.

Schema din figura 3 reprezintă schema amplificatorului separator realizat de către autor în laboratoarele Radioteleviziunii Romîne. Deoarece tranzistoarele folosite în etajul final au o putere disipată maximă pe colector de valoare relativ mică, s-a optat — la fel ca în schema precedentă — pentru utilizarea etajului final cu sarcină distribuită. Pentru excitație s-a renunțat însă la șoc care în afară de dezavantajele menționate, mai prezintă și defazaje suplimentare la frecvențe înalte, care fac ca aplicarea reacției negative să fie dificilă. După cum se observă pe schemă, șocul a fost înlocuit cu două tranzistoare $EFT353$, T_5 și T_6.

Rezistența în curent alternativ prezentată de tranzistoarele T_5 și T_6 este identică cu impedanța de ieșire a acestor tranzistoare montate în schema cu emitorul comun. Se știe că rezistența de ieșire în această schemă de conectare este maximă atunci cînd rezistența generatorului R_g este egală cu zero. Pentru că în cazul nostru se urmărește obținerea unei rezistențe de ieșire cît mai mari, se realizează această condiție ($R_g = 0$), prin șuntarea rezistenței din baza acestor tranzistoare cu un condensator de capacitate mare. Modalitatea de calculare a mărimii capacității se va indica mai departe. Tot cu scopul de a crește valoarea rezistenței de ieșire, tranzistoarelor T_5 și T_6 li s-a aplicat o reacție negativă serie de curent, prin rezistențele R_{24} și R_{28}.

Cu aceste observații, pentru semnale mici, rezistența de ieșire a tranzistoarelor T_5 și T_6 este dată de relația [2]:

$$R_{ies} = \frac{h'_{11\,r} + R_g}{h'_{22\,r} R_g + \Delta h'_r}, \qquad (1)$$

în care $R_g = 0$. Relația (1) devine:

$$R_{ies} = \frac{h'_{11\,r}}{\Delta h'_r}. \qquad (2)$$

Prin h' cu indici s-au notat parametrii hibrizi ai tranzistoarelor montate în schema cu emitorul comun. Indicele r reprezintă o reacție de curent serie care s-a aplicat tranzistoarelor. Parametri h'_r au următoarele expresii:

$$h'_{11\,r} = h'_{11} + \frac{R_r (1 + h'_{21})(1 - h'_{12})}{1 + R_r h_{22}}, \qquad (3)$$

$$h'_{12\,r} = \frac{h'_{12} + R_r h'_{22}}{1 + R_r h'_{22}}, \qquad (3')$$

$$h'_{21\,r} = \frac{h'_{21} - R_r h'_{22}}{1 + R_r h'_{22}}, \qquad (3'')$$

$$h'_{22\,r} = \frac{h'_{22}}{1 + R_r h'_{22}}, \qquad (3''')$$

unde R_r este rezistența de reacție din emitor (în cazul nostru R_{24} sau R_{28}).

Se calculează valoarea rezistenței de ieșire pentru unul din tranzistoarele T_5 și T_6, care are următorii parametri h':

$$h'_{11} = 530\ \Omega$$
$$h'_{12} = 7 \cdot 10^{-4}$$
$$h'_{21} = 200$$
$$h_{22} = 470 \cdot 10^{-6}\ \text{S}$$

Se obține $R_{ies} = 13{,}2$ kΩ. Pentru același tranzistor s-a obținut prin măsurări în montajul real valoarea de 13,4 kΩ. Se remarcă o bună concordanță între cele două valori. Valoarea efectivă a rezistenței în curent alternativ, conectată în colectorul tranzistoarelor T_3 și T_4, se obține prin punerea în paralel a rezistenței de ieșire calculată mai sus, cu rezistența de polarizare de 8kΩ (R_{22} și R_{29}). Calculînd acest lucru se obține $R_{ca} = 5$kΩ. Experimental s-a găsit pentru rezistența de curent continuu valoarea de 340 Ω. De aici rezultă:

$$\frac{R_{ca}}{R_{cc}} = \frac{5 \cdot 10^3}{340} = 14{,}7.$$

Capacitatea condensatorului de șuntare (C_5 sau C_6) a rezistenței R_{23} sau R_{27} se calculează din condiția ca reactanța lui să fie la cea mai mică frecvență din bandă de $\approx 20 - 50$ ori mai mică decît rezistența de intrare a tranzistorului în baza căruia este conectat. Expresia acestei impedanțe este dată de relația:

$$R_{in} = \frac{h'_{11\,r} + R_s \Delta h'_r}{1 + h'_{22\,r} R_s} \qquad (4)$$

unde R_s este impedanța de sarcină a tranzistoarelor T_5 sau T_6, care coincide cu impendanța de ieșire a tranzistoarelor T_3 și T_4. În cazul concret care se examinează R_s are valoarea de 30 kΩ. Cu parametrii h'_r dați mai înainte rezultă pentru R_{in} valoarea de 2,3 kΩ. Punînd condiția ca la frecvența de 30 Hz reactanța condensatorului de șuntare să fie de 30 de ori mai mică decît aceasta, rezultă o capacitate de aproximativ 70μF.

În încheiere se prezintă caracteristicile tehnice ale amplificatorului separator din fig. 3:

- impedanța de intrare: > 10kΩ;
- impedanța de ieșire: < 35Ω;
- rezistența de sarcină: ⩾ 200 Ω;
- cîștigul de tensiune: 6 dB;
- nivelul maxim de ieșire: 18 dBm;
- caracteristica de frecvență: cuprinsă între 30 Hz și 15 kHz cu abateri mai mici de ±0,5 dB;
- distorsiuni neliniare: 0,4% între 30 Hz și 15 kHz, la un nivel de ieșire de + 6dBm;
- raport semnal-zgomot: > 70 dB.

4. CONCLUZII

Amplificatoarele separatoare cu tranzistoare sînt incontestabil superioare celor realizate cu tuburi electronice datorită unor dimensiuni mai mici, unui consum de energie mai redus, precum și unei siguranțe mai mari în exploatare.

Tendința actuală în construcția aparatajului de studio este de a realiza elemente componente de dimensiuni cît mai mici cu ajutorul tranzistoarelor. În consecință, dintre mai multe amplificatoare separatoare cu caracteristici tehnice identice este de preferat cel care are dimensiuni cît mai reduse. Realizarea schemei de amplificator separator din figura 3 corespunde acestei tendințe, deoarece prin înlocuirea șocului cu tranzistoare se reduce volumul total ocupat de amplificatorul separator, precum și greutatea sa.

BIBLIOGRAFIE

[1] RIEDEL WILHELM. *Der Transistor in der modernen Studiotechnik*, Electrotechnik und Machinenbau, Heft 1, Januar 1963, p. 1–11.

[2] OTTO KARL, MÜLLER HORST. *Flächentransistoren*, VEB Verlag Technik, Berlin, 1960.

[3] Prospecte ale firmelor Marconi-Anglia și WSW-Austria.

NOI TELEVIZOARE ROMÎNEȘTI

Ing. EREMIA MIHĂILESCU

Televizorul E 43-110°

Realizat în mare parte cu piese din țară, după o schemă concepută de inginerii uzinei, televizorul E43 se ridică, ca performanțe, la nivelul tehnicii actuale, caracterizîndu-se printr-o remarcabilă stabilitate în funcționare și o foarte bună sensibilitate.

Strălucirea foarte bună a imaginii cît și focalizarea superioară a spotului permit să se obțină, pe ecranul acestui televizor, o imagine de înaltă calitate, chiar și în cazul recepției în încăperi luminate (prin alegerea corespunzătoare a contrastului).

Este prezentat într-o casetă din placaj furniruit în diferite nuanțe cu un luciu impecabil, avînd ornamente ingenios îmbinate din metal, email și masă plastică. Datorită liniei foarte elegante a casetei, a măștii laterale, a butoanelor și a altor elemente decorative special studiate, aspectul exterior al televizorului este ultramodern (fig. 1).

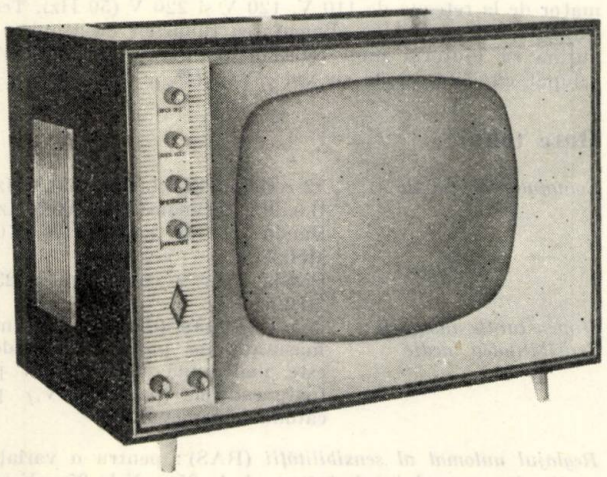


Fig. 1. Fotografia televizorului E 43—110°

În concluzie se poate afirma că televizorul E43 este un aparat modern, comparabil cu cele mai bune televizoare de pe piața noastră, realizat la un înalt nivel tehnic, atît în ce privește concepția cît și modul de prezentare. Principala premiză care a stat la baza proiectării electrice a televizorului E43 a fost atenuarea la maximum posibil a radiațiilor bazei de timp cu frecvența liniilor, problemă care a fost rezolvată cu deosebit succes și în mod cu totul original de către colectivul de proiectare. Soluția adoptată constituie obiectul unei invenții care urmează a fi brevetată. Din măsurătorile făcute pe diversele modele de televizoare existente în uzină rezultă că problema reducerii perturbațiilor la televizorul E43 a fost rezolvată la un nivel la care foarte puțini din furnizorii de televizoare pe piața mondială au izbutit să ajungă.

Particularități constructive

În proiectarea electrică și constructivă s-a urmărit ridicarea performanțelor electrice față de televizorul Tonitza și realizarea unui montaj simplu și accesibil, care să ofere atît siguranță în funcționare cît și comoditate în fabricație și exploatare.

— În construcția televizorului au fost adoptate circuitele imprimate și un șasiu rabatabil, care asigură stabilitatea în funcționare, permit o ușoară manipulare și punerea în evidență a tuturor pieselor componente și dau posibilitatea unei depanări și întrețineri ușoare fără a fi nevoie de descasetare. Șasiul rabatabil este cu deschiderea în jurul unei axe verticale, ceea ce reprezintă o soluție constructivă modernă față de televizoarele cu șasiul fix sau față de cele cu șasiul rabatabil în plan orizontal. Adoptarea acestei soluții a permis și o ecranare corectă a transformatorului final de linii, a cărui poziție era dictată de șasiu.

— Caseta televizorului este asimetrică, cu un aspect deosebit de modern și elegant. Cele mai importante comenzi sînt plasate în față, pe partea stîngă a măștii frontale. Adoptarea acestei prezentări asimetrice corespunde tendințelor actuale pe plan mondial și constituie o soluție constructivă ultramodernă. Dispunerea comenzilor din față pe partea stîngă a măștii frontale în loc de partea dreaptă, cum se obișnuiește la majoritatea televizoarelor moderne, a fost dictată de construcția șasiului și de poziția rotactorului pe șasiu.

— S-a folosit același rotactor ca la televizorul Tonitza însă cu unele modificări, astfel: soluția constructivă a vechiului rotactor a fost îmbunătățită prin proiectarea unei ecranări eficace, care a condus la micșorarea radiației parazitare a oscilatorului local, la micșorarea cuplajelor parazite și la stabilizarea performanțelor globale ale rotactorului în condițiile de reglaj și exploatare. S-a proiectat de asemenea o mufă de legătură între conexiunile libere ale rotactorului și restul televizorului, ușurînd prin aceasta întreținerea și depanarea acestui subansamblu.

— Pentru blocul de baleiaj s-a adoptat aceeași schemă ca la televizorul Tonitza, bineînțeles restudiată în vederea folosirii ei împreună cu noua schemă a blocului video-sunet și în scopul micșorării variației dimensiunilor cu reglajul de iluminare și contrast și al micșorării radiațiilor.

— Difuzorul circular permanent dinamic, cu care este echipat aparatul, este amplasat lateral — în stînga — și asigură o reproducere de înaltă calitate a sunetului.

— Schimbătorul de tensiune este vizibil prin intermediul unei decupări practicată în placa din spatele aparatului și este accesibil prin scoaterea capacului din decupare.

— În vederea asigurării răcirii, aparatul este prevăzut la partea superioară a casetei cu ferestre de aerisire judicios amplasate, îmbunătățindu-se astfel siguranța în exploatare a televizorului.

Descrierea sumară a televizorului

Este un receptor de televiziune tip superheterodină, de clasă medie, în montaj cu o cale comună pentru semnalele de imagine și sunet (cu bătăi între purtătoare), destinat recepției a 12 canale de televiziune din benzile I—III, conform normelor OIRT. Este echipat cu 18 tuburi electronice și trei diode semiconductoare, dintre care o diodă cu germaniu și două diode cu seleniu.

Tubul cinescop de tipul AW43—88 are diagonală de 43 cm, unghiul de deflexie de 110° și este prevăzut cu ecran aluminizat și focalizare electrostatică.

Adaptorul, prin care se realizează adaptarea dintre cablul bifilar simetric de coborîre al antenei cu impedanța de 300 Ω, și intrarea asimetr că a televizorului cu impedanța de 75 Ω, nu mai este integrat în montajul aparatului, ci se livrează separat, ca anexă, o dată cu televizorul.

Atenuatorul (integrat în montaj) are un raport de atenuare de 1/14 și poate fi folosit atît în cazul conectării directe, la intrarea televizorului, a cablului coaxial asimetric ($Z = 75\Omega$) cît și în cazul conectării prin adaptor a cablului bifilar simetric ($Z = 300\ \Omega$).

Aparatul este prevăzut cu 11 reglaje manuale și anume: întreruptor rețea și volum sonor, contrast, luminozitate, dimensiune pe verticală, sincronizare pe verticală, sincroni-

zare pe orizontală, ton, liniaritate pe verticală, dimensiune pe orizontală, comutator de canale, acord sunet — imagine.

Dispunerea butoanelor de reglaj este făcută în conformitate cu importanța și frecvența reglajului.

Alimentarea aparatului se face numai de la rețeaua de curent alternativ (50 Hz) la tensiunile de 110 V, 120V și 220 V.

Este prevăzut cu două siguranțe fuzibile, una de 2 A pentru 110 V și 120 V și cealaltă de 1,3 A pentru 220 V.

Dimensiunile televizorului sînt aproximativ 597 × 352 × 397 (447) mm,. iar greutatea circa 28 kg.

Examinînd schema de principiu a aparatului (fig. 2) se observă următoarele :

— Blocul *RF* (ansamblu rotactor) cuprinde un etaj amplificator *RF* în montaj cascodă echipat cu dubla triodă 6BQ7A (T_1) și un etaj schimbător de frecvență. Schimbătorul de frecvență este echipat cu partea pentodă a tubului ECF80 (T_2), partea triodă a aceluiași tub îndeplinind funcția de oscilator local. Mixajul între semnalul util și oscilația locală este de tip aditiv.

— Blocul videosunet, realizat pe o placă cu cablaje imprimate, cuprinde : amplificatorul de FI imagine-sunet (calea comună), detectorul videofrecvență, amplificatorul de videofrecvență, amplificatorul de FI sunet și limitator, detectorul de raport simetric (pentru sunet) și amplificatorul de audiofrecvență.

Amplificatorul de FI imagine-sunet (calea comună) cuprinde trei etaje amplificatoare FI cu circuite decalat acordate, echipate cu tuburile EF80 (T_{101}, T_{102}) și EF184 (T_{103}).

Frecvența intermediară de imagine este 38 MHz, iar prima frecvență intermediară de sunet este 31,5 MHz.

Este de remarcat că o contribuție în amplificarea frecvenței intermediare imagine-sunet o aduce și etajul schimbător de frecvență și anume, partea pentodă a tubului ECF80 (T_2).

Pentru îmbunătățirea stabilității în funcționare a întregului receptor și pentru evitarea diverselor cuplaje parazite s-a adoptat soluția de ieșire a semnalului din blocul *RF* pe o impedanță joasă. În acest scop, între anodul mixerului și grila primului etaj FI s-a plasat un filtru de bandă realizat din două transformatoare cuplate între ele prin intermediul unui cablu de joasă impedanță. Frecvențele finale de acord ale filtrului de bandă sînt 33,5 MHz și 36,6 MHz. În paralel, pe primarul celui de al doilea transformator din filtrul de bandă s-a plasat un circuit serie de rejecție a sunetului propriu (31,5 MHz). Plasarea acestui circuit la intrarea primului etaj amplificator FI a fost impusă de eliminarea fenomenului de intermodulație.

Tubul EF184 folosit în ultimul etaj de amplificare FI este de construcție modernă și prin panta mare pe care o are, precum și capacitățile parazite mai reduse decît la tuburile obișnuite de FI, asigură performanțe îmbunătățite acestui receptor.

Detectorul de videofrecvență, realizat cu performanțe ridicate, este echipat cu dioda cu germaniu tip EFD106 (D_{104}).

Amplificatorul de videofrecvență cuprinde un singur etaj echipat cu tubul PL83 (T_{105}). S-a ales varianta cu un singur tub pentru a realiza un montaj economic.

Amplificatorul de frecvență intermediară sunet și limitator cuprinde două etaje echipate cu tuburile EF80 (T_{201}, T_{202}). Introducerea a două etaje de amplificare a fost impusă pe de o parte de faptul că semnalul de sunet este cules din etajul detector de videofrecvență și nu de pe anodul amplificatorului videofrecvență, iar pe de altă parte datorită atenuării puternice introdusă de circuitele de rejecție din frecvența intermediară. Folosirea celor două etaje de amplificare contribuie la îmbunătățirea limitării modulației parazite de amplitudine. Culegerea semnalului de sunet direct din detectorul de videofrecvență s-a făcut în scopul micșorării influenței sunetului pe imagine. Circuitele de acord pe FI sunet sînt de tipul derivație, acordate pe 6,5 MHz (a doua frecvență intermediară de sunet). S-a ales această soluție pentru că sînt circuite simplu de realizat, reglajul lor nu pune nici un fel de probleme, iar performanțele obținute sînt foarte bune.

Detectorul de raport simetric pentru sunet (demodulatorul de frecvență) este echipat cu dubla diodă cu vid 6AL5 (T_{203}).

Amplificatorul de audiofrecvență, realizat cu tubul PCL82 (T_{204}), cuprinde două etaje și anume : un etaj preamplificator de tensiune care folosește partea triodă a tubului PCL82 și un etaj amplificator final de putere, care folosește partea pentodă a aceluiași tub. Amplificatorul asigură pe difuzorul permanent dinamic de 1,5 W o putere de ieșire de 1 W, cu maximum 5% distorsiuni de neliniaritate. Pentru reducerea gradului de distorsiuni de neliniaritate s-a introdus o reacție negativă de tensiune globală.

— Blocul de baleiaj cuprinde, montate pe aceeași placă imprimată, următoarele etaje :

a) limitatorul și separatorul de impulsuri, echipat cu tubul PCF82 (T_{301}) ;

b) generatorul de baleiaj de cadre (pe verticală), echipat cu tubul PCL82 (T_{302}), care cuprinde un oscilator autoblocat (partea triodă a tubului PCL82) și un amplificator final de cadre (partea pentodă a tubului PCL82) ;

c) multivibratorul cu circuit volant, pentru deflexie pe orizontală, echipat cu tubul ECC 82 (T_{403}) ;

d) comparatorul de fază echipat cu două diode cu seleniu tip WJ1 (D_{401}, D_{402}).

— Amplificatorul final de linii este un montaj cu diodă de recuperare, echipat cu tuburile PL36 (T_{404}) și PY88 (T_{405}).

— Formarea tensiunii înalte pentru alimentarea anodului tubului cinescop AW43—88 (T_{100}) se obține prin redresarea impulsurilor pozitive de tensiune din timpul cursei inverse (impulsurile de întoarcere) de către dioda EY86 (T_{46}). Tubul EY86 constituie un redresor de foarte înaltă tensiune (FIT), alimentînd anodul tubului cinescop cu o tensiune de 16 000 V.

— Alimentarea televizorului se face prin autotransformator de la rețeaua de 110 V, 120 V și 220 V (50 Hz). Tensiunea continuă pentru alimentarea tuburilor electronice se obține cu ajutorul unui redresor de înaltă tensiune (IT) echipat cu două diode cu vid PY82 (T_{501}, T_{502}).

Date tehnice

Comutator de canale :	12 canale OIRT (48,5—230 MHz). Banda I : 2 canale (48,5—66 MHz). Banda II : 3 canale (76—100 MHz). Banda III : 7 canale (174—230 MHz).
Dimensiunile imaginii :	355 × 270 mm (diagonala 43 cm).
Sensibilitatea medie	măsurată pe purtătoarea video este mai bună decît 90 μV pe toate canalele (pentru 6 V_{ef} pe catodul cinescopului)

Reglajul automat al sensibilității (RAS) : pentru o variație continuă a semnalului de intrare de la 250 μV la 25 mV (cu reglajul contrastului la maxim) variația semnalului pe catodul cinescopului este mai mică de 10 dB.

Selectivitatea :

— atenuarea frecvenței purtătoare de sunet a canalului recepționat este mai mare de 20 dB ;

— atenuarea purtătoarei de sunet a canalului adiacent inferior este mai mare de 20 dB ;

— atenuarea purtătoarei de imagine a canalului adiacent superior este mai mare de 26 dB ;

— atenuarea frecvenței intermediare este mai mare de 30 dB în benzile I și II și mai mare de 40 dB în banda III

— atenuarea frecvenței „imagine" este mai mare de 40 dB.

Fidelitatea imaginii :

— definiția pe orizontală este mai bună decît 470 linii în centru și 400 linii la margini ;

— banda de trecere a circuitelor de videofrecvență (la 3 dB) este mai bună decît 5,2 MHz cu o neuniformitate în bandă de maximum 3 dB.

Raportul semnal zgomot este mai mare de 26 dB pentru un semnal de intrare de 300 μV.

Pătrunderea semnalului de imagine pe calea de sunet este atenuată cu minimum 30 dB.

RECEPTIE

PT. CANAL 10, 11, 12

LA LB LC LD

ROTACTOR

BLOC VIDEO SUNET

BLOC BALEIAJ

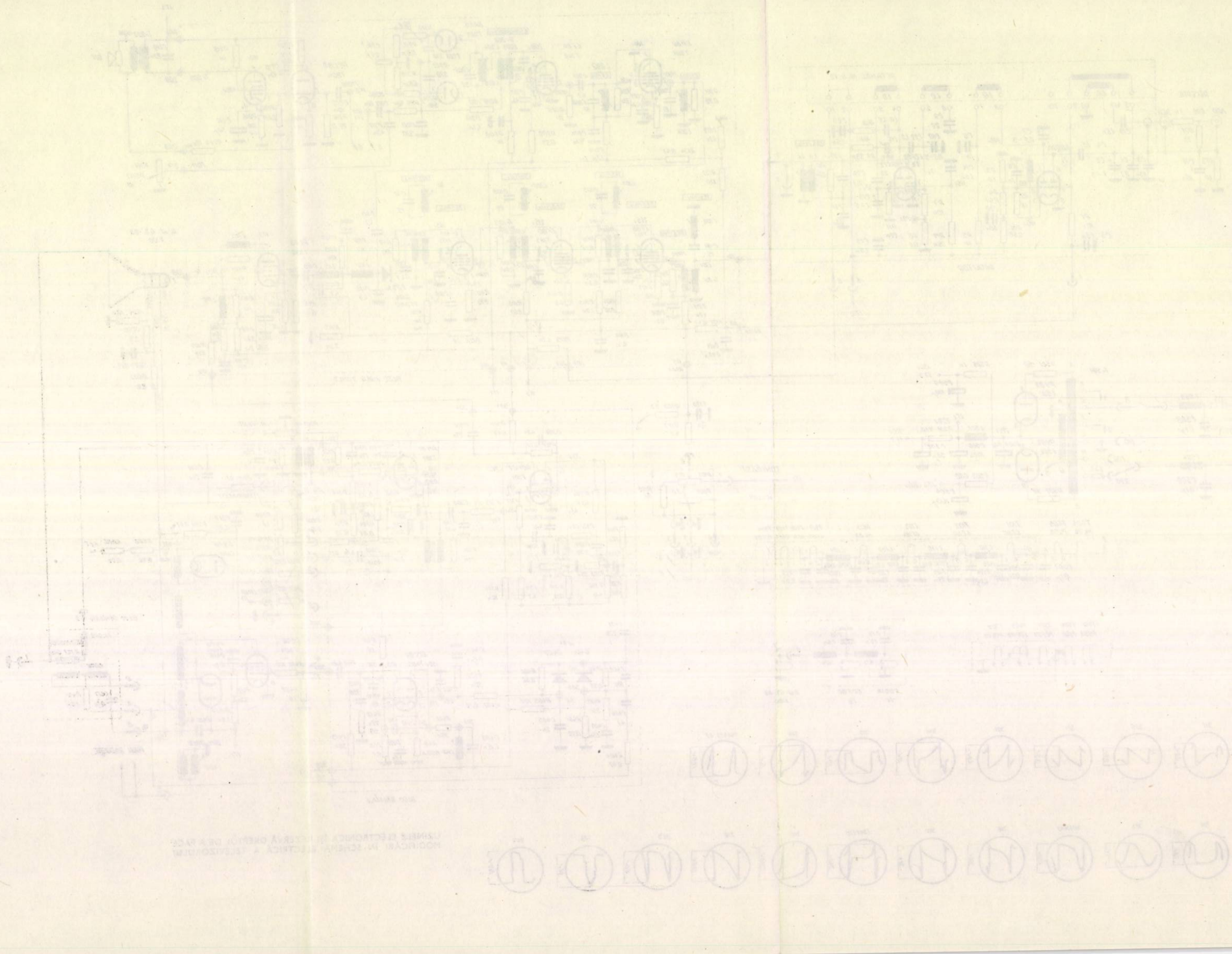
AW-43-88 T100

CONTRAST

VOLUM

RETEA

UZINELE ELECTRONICA ÎȘI REZERVĂ DREPTUL DE A FACE MODIFICĂRI ÎN SCHEMA ELECTRICĂ A TELEVIZORULUI



Pătrunderea semnalului de sunet însoțitor pe calea de imagine este atenuată cu minimum 20 dB.

Fidelitatea electrică a sunetului:

Banda de audiofrecvență la 3 dB este de cel puțin 80... ...9 000 Hz pentru reglajul de ton corespunzător benzii maxime și cel mult 80...2 000 Hz pentru reglajul de ton corespunzător benzii minime, cu o neuniformitate în bandă de ± 3 dB față de 1 000 Hz.

Puterea la ieșire: minimum 1 W cu max. 5% distorsiuni neliniare.

Consumul de la rețea: aproximativ 180 VA.
Impedanța de intrare: 75 Ω (asimetric).
Frecvența intermediară de imagine: 38 MHz.
Frecvențele intermediare de sunet: 31,5 MHz și 6,5 MHz.
Tuburile electronice și diodele semiconductoare folosite:

6BQ7A	— amplificator de radiofrecvență;
ECF80	— schimbător de frecvență și oscilator local;
2 × EF80	— amplificator de frecvență intermediară (calea comună);
EF184	— amplificator de frecvență intermediară (calea comună);
EFD106	— detector videofrecvență;
PL83	— amplificator videofrecvență;
2 × EF80	— amplificator de frecvență intermediară sunet și limitator;
6AL5	— detector de raport simetric pentru sunet;
PCL82	— preamplificator și amplificator final de audiofrecvență;
PCF82	— limitator și separator de impulsuri;
2 × WJI	— comparator de fază;
ECC82	— multivibrator linii;
PL36	— amplificator final linii;
PY88	— diodă recuperatoare;
EY86	— redresor de foarte înaltă tensiune (FIT);
2 × PY82	— redresor de înaltă tensiune (IT);

NOTĂ

Noțiuni, termeni și moduri de exprimare în telecomunicații

Ing. DUMITRU CODĂUȘ

Introducere

Modul de exprimare în literatura tehnică diferă de modul de vorbire curentă, printr-o alegere mai judicioasă a termenilor și expresiilor. Totuși s-a ajuns ca unele noțiuni actuale în telecomunicații să fie desemnate cu termeni improprii și exprimări neadecvate, fie din obișnuință, fie din preferință față de termeni preluați dintr-o limbă străină.

Întîlnim frecvent termeni necorespunzători din punct de vedere științific cu sensuri incorecte datorită cauzelor: a) traducerea nepotrivită din alte limbi; b) preluarea unor termeni din limbi străine și folosirea fără a li se cunoaște sensul exact; c) folosirea abuzivă a termenilor în definirea unor acțiuni; d) folosirea mai multor termeni pentru o singură noțiune. De aici a rezultat o termniologie complicată și neuniformă, ceea ce duce la confuzii, de care se fac vinovați atît autorii cît și cei ce le tolerează.

În țara noastră se lucrează în prezent la stabilirea unei terminologii unice, cu definiții corespunzătoare pentru orice tehnică în curs de dezvoltare, cum este și cazul electronicii și telecomunicațiilor. O bună parte din terminologie a și fost fixată prin standarde de stat, care sînt obligatorii pentru toți și au rolul de a stabili condiții tehnice, dimensiuni,norme, precum și definiții, semne convenționale, desene tehnice etc.

Inițiativa revistei „Telecomunicații" de a deschide o discuție între cititori și redacție în scopul precizării unor noțiuni și termeni folosiți în telecomunicații era necesar și oportună.

Propunerea făcută în articolul „Cu privire la terminologia în telecomunicații" („Telecomunicații", nr. 2/1964) de a se adopta și terminologia ei „cînd se asimilează o tehnică nouă", deși are o bază logică, a fost deseori controversată. Nu se poate aplica o delimitare strictă și pledoaria în favoarea unei terminologii autohtone are șanse. În exemplul dat „radioficare" și „videoficare", sufixul „ficare" provenit din rusă și franceză, întîlnit și la „cineficare", trebuie admis cu toate că STAS-6361-61 stabilește „videodistribuție".

Termeni generali

Referitor la termenii străini împrumutați, se pune întrebarea: ce gen trebuie să atribuim cuvintelor tehnice împrumutate din limbi străine.

Pînă de curînd s-a atribuit acestor cuvinte genul masculin, spunîndu-se la plural condensatorii, conectorii, detectorii, izolatori, oscilatori, redresori, tranzistori etc. Normele Academiei R.P.R. recomandă: condensatoare, conductoare, oscilatoare, amplificatoare, tranzistoare, izolatoare etc., din cauză că aceste substantive au și o formă adjectivală, care se acordă în gen și număr cu substantivul pe care-l califică.

Se spune astfel: un corp conductor și o substanță conductoare, un element redresor, o proprietate redresoare etc. Pe lîngă aceasta, cuvintelor tehnice terminate în -or-li se atribuie genul neutru și pentru motivul de a le deosebi de substantivele corespunzătoare care desemnează persoana. De exemplu spunem: „difuzoare" și nu „difuzori".

S-ar putea obiecta că după această regulă trebuie să zicem: „factoare", „vectoare" și că această argumentare este valabilă pentru substantivele inerte care nu au o funcție activă prin ele însile, cum este de exemplu, întrerupătorul, schimbătorul etc., care sînt organe pasive și că în cazul unui condensator, acumulator, redresor care au rolul de a condensa, a acumula, a redresa etc., energia electrică nu se mai poate aplica regula. Considerăm că termenii condensatoare, redresoare, tranzistoare avînd o mare circulație trebuie de asemenea acceptați sub această formă care este stabilită și prin STAS-uri.

Întrebarea următoare este: ce terminație să dăm cuvintelor împrumutate din limbi străine? Se obișnuiește să se spună: analizor, defazor, echilibror, donor, limitor, etc., avînd terminația din limba originară. Au apărut însă ulterior cuvinte care nu mai urmează regula precedentă. De exemplu: limitator, stabilizator etc. creîndu-se confuzii. Ar însemna după regula din urmă să spunem: analizator, conector, redresator, donator, profitator, ceea ce nu este corect, fiindcă analizator este persoana care face o analiză, iar analizor este aparatul cu ajutorul căruia se face o analiză.

Oamenii de știință, inginerii și fizicienii sînt de părere ca în privința terminației substantivelor de proveniență străină derivate din verbe care se termină la infinitiv în -a, precedate de o consoană (a analiza, a echilibra) să se mențină terminația avută în limba originară, adică: defazor, expansor, egalizor, limitor, detector etc., termeni stabiliți și prin STAS 2005—60 dar și transformator, amplificator.

Moduri de exprimare

Pe lîngă regulele de mai sus să examinăm și cîteva expresii necorespunzătoare. Obișnuit se spune distorsiune de frecvență, ceea ce este un nonsens. În documentele CCITT este denumită distorsiune de atenuare care, ca și distorsiunea de fază, sînt funcții de frecvență.

Prepoziția „de" întrebuințată greșit: impedanță de intrare sau de sarcină, intensitate de intrare, nivelul de intrare sau

ieşire, post de abonat, linie de abonat ar fi ca şi cum am spune : masă de lemn sau pahar de apă. Corecte ar fi expresiile : impedanţă la intrare, nivelul la ieşire, linia abonatului etc. Se poate spune însă impedanţă de transfer, fiindcă aceasta nu este măsurată într-un singur punct.

Nu trebuie folosiţi termeni care indică o mărime în locul denumirii elementelor de circuit : în loc de inductivitatea (sau capacitatea) din montaj" vom spune „bobina (sau condensatorul) din montaj". Este incorect a spune amperaj, voltaj, wataj în loc de curent, tensiune, putere. Termenul „rezistenţă" îl întîlnim în expresia „rezistenţa unui reostat" şi „rezistenţa bobinată" încît ar reieşi necesar să spunem „valoarea unei rezistenţe" şi nu „rezistenţa ohmică" deşi STAS—2005—60 stabileşte termenii rezistenţă şi capacitate. În loc de watajul unui rezistor (rezistenţă) vom spune „puterea maximă disipată de un rezistor". Considerăm mai corect a se zice „rezistor", „capacitar", „inductor" după cum zicem şi „conductor". Problema rămîne în suspensie.

Traducerea greşită din limba engleză a termenului „control" a făcut să apară expresii, ca : „ton control", „C.A.V." „C.A.A." în loc de „reglaj de ton", „reglaj automat al volumului", „reglaj automat al amplificării".

Nu este bine ca atunci cînd există pentru o noţiune termeni româneşti să-i înlocuim cu cei străini ca în cazurile : „etaj de amestec" cu „mixer", „forţă motoare", cu „forţă motrice", „wattmetru de ieşire", cu „outputmetru", „contratimp", cu „push-pull", „garnitură" cu „set", „antenă pîlnie" cu „horn", „bobină de filtraj" cu „drossel". Totuşi, din cauză că unele cuvinte sînt destul de încetăţenite în literatura tehnică românească pot fi lăsate mai departe în uz, chiar dacă au fost preluate din altă limbă. De exemplu : „blider", „bobină de şoc" (deşi englezescul „choke" se traduce prin „înăbuşire" şi nu prin „izbitură"), definesc în cazul blideruIui un rezistor de protecţie, respectiv o bobină de blocare.

Propunerile făcute de autorii citaţi în bibliografie merg cu unele excepţii pe aceeaşi linie şi considerăm că problemele ridicate pe marginea acestui subiect justifică şi necesită o discuţie organizată pe puncte, pentru a aduce unele clarificări în vederea abordării unei terminologii corecte.

DIN PARTEA REDACŢIEI

Contribuţia tov. ing. Codăuş a fost primită cu viu interes şi îndemnăm pe toţi cititorii revistei să participe la discuţia în jurul terminologiei din telecomunicaţii.

Problemele ridicate rămîn încă deschise şi aşteptăm şi alte opinii.

ŞTIRI DIN ÎNTREPRINDERI

● Uzinele Electronica au produs un nou receptor de televiziune televizorul VS59—642 „COSMOS 3" de tip superheterodină, în montaj cu cale comună pentru sunet şi imagine (cu bătăi între purtătoare). El este destinat recepţiei a 12 canale care corespund normelor OIRT.

Televizorul este echipat cu 18 tuburi electronice, 11 diode semiconductoare, un tub cinescop cu unghiul de deflexie de 110° cu diagonala de 59 cm, cu ecran aluminizat, cu focalizare electrostatică, de tip AW59—90.

„Cosmos 3" este realizat pe circuite cu cablaj imprimat şi pe circuite convenţionale, este prevăzut cu un şasiu rabatabil în plan orizontal şi are un difuzor eliptic.

Televizorul este prevăzut cu următoarele reglaje manuale : volum sonor, contrast, luminozitate, frecvenţă linii, frecvenţa cadrelor, acord fin, dimensiune imagine, liniaritate în partea inferioară a imaginii, liniaritate în partea superioară a imaginii, reglaj frecvenţe înalte, reglaj frecvenţe joase. Deasemenea este prevăzut cu o intrare simetrică pe o impedanţă de 300 Ω iar pentru 75 Ω este prevăzut cu adaptor.

„Cosmos 3" are o linie modernă şi elegantă fiind prezentat sub o formă asimetrică cu difuzorul şi cu butoanele de comandă montate în faţă dreapta. El este încasetat într-o casetă din placaj furniruit lustruit oglindă, cu performanţe acustice remarcabile, avînd dimensiunile aproximative 740 × 510 × × 280 (380) mm.

Greutatea aproximativă : 38 kg.

Televizorul posedă reglaje automate pentru : acord fin, controlul fazei, frecvenţa liniilor, dimensiunile imagini, mai este prevăzut cu registru de ton, vorbă şi muzică şi registru de imagine.

„Cosmos 3" se poate alimenta de la reţeaua de c.a. 50 Hz. la tensiunile de 120 şi 220 V şi are un consum aproximativ de 180 VA.

Puterea de ieşire este de 2 VA pentru maximum 5% distorsiuni neliniare.

Definiţia pe orizontală este mai bună de
— 450 linii în centru (cercul din mijlocul imaginii de reglaj)
— 400 linii la margine (cercurile din colţurile imaginii de reglaj).

● S 641 A este un nou radioreceptor produs de Uzinele Electronica, de tip superheterodină cu 5+1 tuburi electronice din seria E 80, destinat pentru recepţia emisiunilor cu modulaţie de amplitudine şi modulaţie în frecvenţă realizat cu cablaje imprimate în întregime. El este prevăzut cu indicator optic de acord, antenă dipol pentru recepţionarea emisiunilor modulate în frecvenţă, reglaj de volum, reglaj de ton pentru frecvenţe înalte, mufă de magnetofon, borne de picup şi borne pentru difuzor suplimentar.

Radioreceptorul este echipat cu două difuzoare de 3 VA de 150 × 205 mm.

Noul radioreceptor este montat într-o casetă de placaj furniruit stratificat, cu ornamentaţii metalice, avînd un aspect modern şi elegant.

Dimensiunile sînt următoarele : 520 × 380 × 280 mm.

Greutatea aparatului este de cca. 13 kg.

Radioreceptorul se alimentează de la reţeaua de c.a. 50 Hz. la tensiunile de 110, 120 şi 220 V.

Gamele de undă recepţionate :

UL 1035—2069 m (290—145 KHz.)
UM 186,9—566 m (1605—550 KHz.)
US 16,7—50 m (18 —6 MHz.)
UUS 4,1—4,63 m (73—65 MHz.)

Sensibilitatea maximă a radioreceptorului pentru o putere pe ieşire de 0,5 W este

UL mai bună de 150 μV.
UM „ „ „ 150 μV.
US „ „ „ 180 μV.
UUS „ „ „ 30 μV. pe o impedanţă de 75 Ω.

La bornele de picup şi magnetofon mai bună de 60mV.

Consumul radioreceptorului din reţeaua de c.a. este de maximum 80 VA.

● Un nou radioreceptor portabil cu tranzistoare produs de Uzinele Electronica este S 631 T2.

Radioreceptorul S 631 T2 este un receptor de tip superheterodină portabil echipat cu 6 tranzistoare şi două diode. El asigură recepţia emisiunilor în gama undelor lungi 2 000—1 000 m (150—300 KHz.) şi în gama undelor medii 556—187,5 (540—1 600 KHz.).

Comanda receptorului se face cu ajutorul a trei butoane
— butonul de acord
— butonul de reglaj volum şi întrerupător
— butonul de comutare game.

Tensiunea de alimentare de 6V este dată de 4 baterii de 1,5V situate în interiorul casetei.

Radioreceptorul este încasetat într-o casetă de material plastic.

Dimensiunile casetei sînt 142 × 87,5 × 40 mm.

Greutatea radioreceptorului fără baterii este de 0,454 Kg iar cu baterii 0,520 Kg.

Aparatul este echipat cu un difuzor permanent dinamic avînd un diametru de 63,50 mm şi o impedanţă de 8Ω.

Printr-o bornă jack situată lateral în corpul casetei, din exterior se poate conecta o cască miniatură pentru audiţia în cască.

NOTE TEHNICE EXTERNE

Vor putea orbii să „vadă" transmisiile de televiziune?

În cursul celui de-al 3-lea simpozion de televiziune care a avut loc recent în Elveţia, dr. Allen B. du Mont a afirmat că, în viitor ,va fi posibil să se realizeze o emisiune de televiziune care să nu treacă prin ochi, ci va trimite direct creierului impulsurile electronice, permiţînd în felul acesta orbilor să poată urmări aceste emisiuni.

„Electronişti eminenţi — a declarat acesta sînt ferm convinşi că vom putea într-o zi să trimitem unde electrice, pînă în creierul uman şi să le trimitem cu o astfel de precizie încît, folosind fibrele nervoase ale organismului, un om va putea, în realitate, să urmărească emisiunile de televiziune.

(Din „*Science et Avenir*" sept., 1963)

Amplificatorul stereofonic de înaltă fidelitate „VS 71"

Amplificatorul stereofonic „VS 71" este echipat cu tuburi electronice, fiecare canal conţinînd: 2 × ECC 808, ECC 83, EFC 80 şi EL 500.

Oscilogramele obţinute la ieşire, la redarea unor tensiuni dreptunghiulare sînt de 40, 60, 80, 1 000 şi 10 000 Hz. Principalele date ale amplificatorului stereofonic „VS 71" sînt: raportul semnal/zgomot — 70 dB la preamplificator şi 83 dB la etajul final, atenuarea de diafonie — 45 dB la 1 Hz; caracteristica de frecvenţă — 20 Hz ... 20 kHz = 0,5 dB; puterea de ieşire în audiofrecvenţă —45 W pe canal; factorul de distorsiuni 0,12% la 1 kHz şi 35 W pe canal; intermodulaţia —0,6% la 35 W pe canal.

(Din „*Funk-technik*" nr. 1, ianuarie, 1964)

Un nou osciloscop cu banda de trecere pînă la 50 MHz

Firma Hewlett-Packard GmbH din Böblingen a început de curînd producerea în serie a osciloscopului model 175 A cu banda de trecere de 50 MHz.

Noul instrument de măsură este echipat cu un tub catodic de construcţie specială cu caroiaj propriu, fapt care anulează eroarea de paralaxă. Acest tub are o suprafaţă utilă mărită şi o construcţie internă care elimină efectele emisiunilor secundare.

Datorită înaltei sensibilităţi a tubului, circuitul amplificator este mult redus.

Diversele blocuri pentru acest osciloscop sînt fabricate la fel.

(Din „*Revue générale d'Électronique*", decembrie, nr. 205, 1963)

Telefon de buzunar

În S.U.A. a fost construit un telefon de buzunar care se compune dintr-un post fix care se află pe un birou şi dintr-un mic aparat portativ care este purtat în buzunar.

Dacă telefonul fix sună, emiţătorul din buzunar emite şi el un semnal. Noutatea constă în aceea că este suficient de a se apăsa pe un buton al acestui mic aparat, pentru a intra direct în legătură cu numărul solicitat. Aparatul poate fi în acelaşi timp telefon şi un multifon.

Este posibil de a se chema un număr exterior de la acest mic telefon de buzunar, trecînd însă prin centrală.

(Din „*Les Echos*", 1963)

Centrală telefonică automată portativă

Un grup de specialişti de la laboratorul de dezvoltare a tehnicii electronice de pe lîngă uzina de aparate electrotehnice „Iskra" din oraşul Kran, în frunte cu Ing. Ivan Fink, au creat o centrală telefonică automată electronică cu tranzistoare.

Această centrală, denumită „EATO" — 100" are 100 de numere şi asigură simultan 15 legături.

Folosirea triodelor şi diodelor semiconductoare în locul releelor permite înlăturarea zgomotelor şi stabilirea legăturilor de 1 000—10 000 ori mai repede decît la centralele telefonice automate obişnuite.

(Din „*Borba*", sept., 1963)

Teleimprimator electronic

Institutul de cercetări ştiinţifice pentru automatică şi telecomunicaţii „Mihailo Pupin" din Belgrad a expus cu ocazia unei expoziţii un tip de teleimprimator electronic.

Acest teleimpr mator de tip „ETT-1" cu transmiţător automat şi reperforator pe bandă, are trei viteze de lucru —45,5; 50 şi 75 Baud. Caracteristicile tehnice ale noului aparat sînt superioare teleimprimatorului obişnuit, de construcţie mecanică. El recepţionează semnale cu distorsiuni pînă la +47%, iar la ieşirea transmiţătorului, distorsiunile sînt mai mici de 1%.

Noul aparat este prevăzut cu o cutie de comandă şi poate fi racordat nemijlocit la o centrală manuală sau automată. El poate funcţiona la o temperatură variind de la —20°C la +55°C.

(Din „*Borba*", decembrie, 1963)

Filtre sonore

Firma „Corfand Dynamics Corporation" a realizat un filtru folosit la aparatura pentru măsurarea nivelului semnalelor sonore. Filtrul permite analizarea vibraţiilor zgomotelor şi a vibraţiilor în general. O garnitură din 6 filtre acoperă o gamă de vibraţii din 6 octave, cu o frecvenţă de 0,125, 0,25, 0,5, 1,2 şi 4 kHz. Filtrele funcţionează la o rezistenţă de 600 Ω, la o putere de intrare de 100 mW.

Filtrele se folosesc pentru determinarea surselor de zgomote la avioane, automobile, în uzine etc.

(Din „*Design News*", septembrie, 1963).

Sistem rapid de afişare a datelor

În maşinile electronice de prelucrat date, calcularea rezultatelor se face de obicei cu viteză mult mai mare decît posibilitatea de afişare şi înregistrare prin dispozitivele respective.

Atunci cînd operatori umani trebuie să acţioneze rapid la apariţia rezultatelor, această întîrziere în afişare poate avea consecinţe serioase. Pentru evitarea lor s-a realizat un sistem rapid de afişare pe ecranul unui tub catodic, care permite scrierea a 50 000 caractere pe secundă.

Acest sistem constă dintr-un dispozitiv de acumulare cu ferite şi un generator rapid de trasat simboluri care poate transmite 12 mesaje diferite pentru afişare. Datele şi adresele de afişaj sînt acumulate în memorizator sub forma unor numere de cîte şase cifre binare a căror citire se face în 20 μs. De aci datele, sub formă numerică, se aplică unui generator electronic care produce forme de undă pentru scrierea simbolurilor pe ecranul tubului. Generatorul constă din înregistrare care face o conversie analog numerică pe deflexia verticală şi orizontală a tubului. Afişarea se face sub forma a 32 linii orizontale de simboluri, fiecare conţinînd 70 caractere.

(Din „*Electronics*", nr. 84, noiembrie, 1963)

Camera videocaptoare universală pentru televiziune în culori

În Uniunea Sovietică s-a realizat un nou tip de cameră universală videocaptoare în culori, pentru aceasta acordîndu-se o deosebită atenţie simplificării sistemului optic a cărei dimensiuni influenţează dimensiunile mari ale camerelor videocaptoare.

Pentru micşorarea dimensiunilor şi greutăţii a fost realizat un sistem optic simplu cu un singur obiectiv de transfer. Dispozitivul divizor de lumină al acestui sistem este constituit din oglinzi dicroice obişnuite care reflectă componenta albastră şi roşie a luminii incidente. Compensarea astigmatismului introdus de oglinzi este realizată cu ajutorul unui dispozitiv de corecţie simplu. Se analizează particularităţile de construcţie ale noii camere videocaptoare pentru televiziunea în culori echipată cu trei tuburi superorticon. Ea poate fi folosită pentru transmisiuni din studio, de pe teren, precum şi pentru televiziunea aplicată. Camera este prevăzută cu o serie de obiective normale.

Pentru reducerea dimensiunilor, sistemul optic este de tip periscopic (axa obiectivului de transfer este la un unghi de 90° faţă de axele tuburilor videocaptoare). Axele tuburilor videocaptoare sînt paralele între ele. În acest mod a fost obţinută o cameră videocaptoare pentru televiziunea în culori cu dimensiuni aproape egale cu cele ale unei camere videocaptoare pentru emisiuni în alb-negru şi cu exploatare simplificată.

(Din „*Tehnika kino i televidenie*" nr. 12, decembrie, 1963)

REFERATE

Trifonov, V. I. **Amplificatoarele parametrice cu mai multe frecvenţe,** Radiotehnika i Electronika, 8 (1963), nr. 8, august, pag. 1418—1427, 4 fig., 1 tab., 10 ref. bibl.

În ultimul timp au căpătat în special răspîndire amplificatoarele parametrice la care se utilizează curenţi cu două frecvenţe anumite: curentul cu frecvenţa semnalului şi curentul cu frecvenţa de funcţionare în gol. Se efectuează studii pentru elucidarea proprietăţilor pe care le au amplificatoarele parametrice mai complexe, cu curenţi ai cîtorva frecvenţe de funcţionare în gol. Studierea sistemelor cu mai multe frecvenţe permite să se elucideze mai complet proprietăţile amplificatoarelor parametrice şi să se pună în evidenţă noi posibilităţi pentru folosirea lor. În afară de aceasta, în baza teoriei generale se poate pune în evidenţă influenţa pe care o au curenţii parazitari cu frecvenţe combinatorii de grad înalt asupra fncţionării amplificatoarelor cu două frecvenţe. Se analizează o serie de amplificatoare parametrice cu mai multe frecvenţe şi cu capacitate cu variaţie periodică. Se prezintă un sistem de ecuaţii pentru circuitul cu capacitate variabilă: în baza acestui sistem de ecuaţii au fost deduse expresii pentru factorul de amplificare şi pentru factorul de zgomot. Se dau formule de calcul pentru analiza amplificatoarelor parametrice simple, cu două şi cu trei frecvenţe.

Klaus, Christ, **Procedeu pentru măsurarea capacităţii stratului de baraj al unei diode tunel,** Radio Mentor, 29 (1963), nr. 3, martie, pag. 215—217, 14 fig.

Se descrie un procedeu pentru măsurarea capacităţii stratului de baraj al diodei cu efect tunel (dioda Esaki), în special în domeniul caracteristicii căzătoare curent-tensiune. Capacitatea diodei este folosită în acest scop pentru a dezacorda un circuit oscilant. Se arată că capacitatea dintre maxima şi minima de curent este minimă atunci cînd are loc un maxim al conductanţei negative. Se indică apoi o modalitate de ridicare a unei caracteristici I = f(U) cu ajutorul unei scheme stabile, după care se dă şi schema de principiu care serveşte la măsurarea capacităţii diodei tunel. Familia de curbe trasate corespunde la diferite tipuri de diode.

Gilbert, E. W. **Coduri ciclice permutabile de corecţie a erorilor,** Trans. I.E.E.E. on information theory, IT-9 (1963) nr. 3, iulie, pag. 175—182, 4 tabl., 11 ref. bibl.

În sistemele de transmisiuni tip multiplex, asincrone, adică în sistemele în care pe un singur canal de comunicaţii se pot stabili legături directe între mai multe staţii de emisie şi recepţie fără intermediul unui post central care să asigure o sincronizare între emisie şi recepţie, identificarea staţiilor între ele se obţine prin anumite aranjamente în cadrul unor grupuri de impulsuri transmise. Absenţa sincronizării între un anumit post de emisie şi unul de recepţie complică datele problemei. Transmiterea impulsurilor se bazează pe transmisiuni de secvenţe binare, cu anumite perioade şi cu un anumit număr de impulsuri constitutive pentru reducerea posibilităţilor de interferenţă între staţii. Indicîndu-se limitările în alcătuirea grupurilor caracteristice ale fiecărei staţii, se ajunge la alcătuirea unui cod ciclic. Se analizează amănunţit structura acestui cod ciclic permutabil, efectuîndu-se un studiu privind corecţia erorilor specifice.

Kaden, H. **Zgomotul datorit distorsiunilor şi numărul erorilor la transmiterea datelor,** NTZ 16 (1963) nr. 10, octombrie, pag. 505—512, 14 fig., 8 ref. bibl.

Funcţiile de distribuţie ale puterii spectrului unor serii de impulsuri dreptunghiulare stochastice, au fost analizate în diferite lucrări stabilindu-se puterile de zgomot care se produc în cazul suprimării frecvenţelor, începînd de la o anumită limită în sus. În toate aceste cazuri însă nu se ţinea seama de influenţele datorite unor eventuale distorsiuni de fază. Se încearcă o extindere a cercetărilor asupra transmiterii de serii de impulsuri dreptunghiulare stochastice, prin intermediul unor sisteme care pot fi realizate practic, considerîndu-se funcţii continue de atenuare şi relaţiile respective de fază, în locul limitelor abrupte de frecvenţă folosite pînă acum. Au fost analizate trei tipuri de sisteme de transmisiune şi anume: reţea de filtre „trece jos", care reprezintă un sistem cu game de transmsiune limitate, ţinîndu-se seama şi de distorsiunile de fază; un cablu cu pierderi la care distorsiunile de atenuare şi de fază apar la frecvenţele joase, spre deosebire de reţeaua de filtre „trece jos"; o reţea de filtre „trece tot", ca un sistem tipic cu distorsiuni de fază, fără atenuare.

Aceste sisteme sînt analizate presupunîndu-se că ele se închid în orice punct pe impedanţa caracteristică (care este funcţie de frecvenţă). Distorsiunile produse de către cele trei sisteme sînt evaluate ca zgomot produs de distorsiuni, pentru care se stabileşte ca măsură, aşa-numitul raport de zgomot. Acesta reprezintă raportul dintre puterea medie a zgomotului datorită distorsiunilor şi puterea medie a seriei de impulsuri medistorsionate. Raportul de zgomot se caculează, pentru cele trei sisteme, în funcţie de viteza de transmitere a semnalelor telegrafice.

Osborn, R. L. ş.a. **Un nou tip de bloc de acord compact pe frecvenţe ultraînalte,** Trans. I.E.E.E. Broadcast and Television Receivers, BTR-9 (1963), nr. 2, iulie, pag. 30—35, 17 fig., 2 tabl., 4 ref. bibl.

Pentru acordarea receptoarelor de televiziune pe frecvenţe ultraînalte, se propune un tip miniatură de bloc de acord realizat cu tranzistoare sau cu circuite hibride, care satisface necesităţile de compactitate impuse de construcţia receptoarelor moderne. Acest bloc de acord conţine un circuit preselector de intrare cu dublu acord, un element de amestec,

constituit dintr-o diodă semiconductoare cu contact punctiform şi un circuit oscilator în schemă Colpitts, realizat cu un tranzistor de tip planar, cu strat epitaxial, în schemă cu colector comun. Se descrie funcţionarea electrică a blocului pe baza schemei respective, precum şi construcţia lui mecanică, insistîndu-se asupra elementului principal de acord, caracteristic tipului şi anume un grup de trei bobine de inductanţă circulare reglabile. Se studiază pierderile principale prin efect pelicular, indicîndu-se metode practice de reducere a acestora.

M e r z, G. **Clasificarea instalaţiilor de selecţie în tehnica telecomunicaţiilor,** Frequenz, 17 (1963) nr. 10, octombrie, pag. 388—392, 5 fig.

Autorul urmăreşte să stabilească unele criterii de alegere a instalaţiilor de selecţie în telecomunicaţii, fără a intra însă în detaliile de construcţie. Parametrii schemelor sînt prezentaţi sub formă de tabele şi permit, cu suficientă uşurinţă, alegerea tipului de instalaţie adecvată pentru scopul propus, ţinîndu-se seama de modul de legătură care trebuie realizat, de condiţiile care se impun acestora, de sursa de informaţii şi modul de prezentare. Se dau cîteva exemple de instalaţii şi se indică modul în care pot fi găsite în schemele prezentate.

Acest mod de prezentare a schemelor permite o eventuală elaborare de noi instalaţii de selecţie pe baza combinaţiilor proprietăţilor tipurilor cunoscute pînă în prezent.

C u m i n u s, E. **Supraîncărcarea şi răspunsurile parazitare ale blocurilor de acord construite cu tranzistoare, pentru receptoare de semnale modulate în frecvenţă,** Trans. I.E.E.E. Broadcast and Television Receivers, BTR-9 (1963) nr. 2, iulie, pag. 108—112, 9 fig., 1 tabl.

Utilizarea tranzistoarelor în etajele de amestec ale blocurilor de acord pentru receptoarele de semnale cu modulaţie în frecvenţă, dtermină obţinerea unor răspunsuri false, mai cu seamă în prezenţa unor semnale puternice. Acest fenomen este datorat producerii unor subarmonice ale frecvenţei intermediare, care la rîndul lor generază armonice în banda de trecere, fapt legat de caracteristicile de funcţionare ale tranzistoarelor, şi care are ca efect producerea unor interferenţe între diferite posturi cu modulaţie în frecvenţă. Reducerea riscului producerii acestor interferenţe se poate obţine acţionînd asupra etajului de radiofrecvenţă, studiindu-se variantele de utilizare a unor circuite de intrare cu simplu sau dublu acord şi influenţa lor asupra pierderilor prin inserţie şi asupra factorului de zgomot al întregului bloc de acord, precum şi prin utilizarea în locul tranzistorului a două diode de amestec într-un circuit simetric.

T e r t i n, H. **Filtre utilizate în audiofrecvenţă,** Funktechnik, 19 (1964) nr. 1, pag. 15—18, 1 ref. bibl.

În tehnica audiofrecvenţei este adeseori necesar a se tăia una sau mai multe frecvenţe dintr-un spectru de frecvenţă. Acest caz este valabil la măsurarea distorsiunilor pentru frecvenţa fundamentală, deoarece atunci interesează armonicele pentru radiorecepţie. Zgomotele supărătoare date de interferenţă, se pot elimina cu ajutorul unui filtru „opreşte-bandă". La înregistrările de pe discurile mai vechi, domeniile de frecvenţă în care zgomotul apare deosebit de pregnant pot fi atenuate.

Filtrele „opreşte-bandă", cunoscute din teoria cuadripolilor, cu impedanţe constante, nu sînt adecvate decît pentru blocarea unor frecvenţe fixe.

În general este însă posibil a face ca frecvenţa centrală a acestor filtre „opreşte-bandă" să poată fi reglată continuu.

O posibilitate foarte uşoară pentru construirea unui filtru „opreşte-bandă", a cărui frecvenţă centrală să poată fi reglată continuu, o oferă elementul dublu T RC.

O altă posibilitate de a bloca o bandă de frecvenţe o oferă puntea Wien. Un aparat practic, construit pe baza punţii Wien, nu este exagerat de scump, cu toate acestea performanţele sale electrice sînt suficiente pentru majoritatea cazurilor posibile.

Se dă un montaj foarte simplu pentru un filtru „opreşte-bandă" şi anume puntea cu circuit rezonant.

Cu toate că toate filtrele „opreşte-bandă", descrise aci, îndeplinesc aceeaşi misiune şi anume de a bloca o bandă de frecvenţă, restul proprietăţilor lor, precum şi necesarul de material pentru construirea lor, sînt foarte diferite. Filtrele opreşte-bandă cunoscute din teoria cuadripolilor se pot realiza aproape pentru orice caracteristică de frecvenţă dorită. Spre deosebire de schemele în punte, aici este posibil, cu toată lărgimea de bandă mare de a se obţine flancuri cu pantă foarte mare ale curbei de filtrare. Cu ajutorul elementelor constructive moderne, un astfel de filtru „opreşte-bandă" se poate realiza cu un volum foarte mic.

Singurul dezavantaj al acestor scheme constă în imposibilitatea utilizării lor pentru reglarea continuă a frecvenţei centrale. Celelalte trei scheme prezentate nu oferă acest dezavantaj. La cel mai simpu element RC în dublu T, frecvenţa centrală se poate regla foarte comod cu ajutorul unei singure rezistenţe variabile. În afară de aceasta, schema este foarte indicată pentru construcţii de radioamatori, deoarece montajul este ieftin. Din păcate, lărgimea de bandă este relativ mare şi în plus este depedentă de poziţia regulatorului, astfel încît utilizarea acestui filtru „opreşte-bandă" nu are importanţă decît pentru electroacustică, spre exemplu, pentru suprimarea unor sunete supărătoare, la redarea unor transmisiuni pe unde scurte. Proprietăţile acestei scheme se pot îmbunătăţi dacă este utilizată într-un amplificator cu contrareacţie.

În acest caz însă, costul se măreşte foarte mult, astfel că ar trebui să fie preferat un montaj cu punte Wien, ale cărui posibilităţi de utilizare sînt mai universale. Un filtru opreşte-bandă, cu bandă deosebit de îngustă, este puntea de circuit rezonant. Aceasta este tot o realizare relativ ieftină. Din cauza dificultăţilor de acordare, deoarece rezistenţa de pierderi a circuitului oscilant este diferită pentru fiecare frecvenţă şi mai ales pentru fiecare domeniu, o rezistenţă trebuie să fie reglată din nou pentru fiecare frecvenţă. Această punte se utilizează aproape numai în tehnica măsurărilor.

În această lucrare se tratează cîteva dintre multiplele posibilităţi pentru construirea filtrelor opreşte-bandă. Au fost scoase în evidenţă acelea care se pretează mai bine pentru construcţii de radioamatori.

L i t v i n, M. V. **Suprimarea perturbaţiilor sub formă de impulsuri, prin limitarea discontinuă a amplitudinii lor în cadrul etajelor de joasă frecvenţă ale unui radioreceptor,** Izv. vîsş. ucebn. zavedenii. Radiotehnika, 6 (1963) nr. 5, sept.—oct., pag. 509—513, 7 fig., 5 ref. bibl.

Majoritatea metodelor de luptă împotriva perturbaţiilor sub formă de impulsuri în cadrul sistemelor de transmisiuni radio se bazează pe limitarea amplitudinii lor. Se analizează dezavantajele metodelor de limitare continuă, cu nivel constant sau comandat, care au drept urmare o distorsiune a semnalului util. Se propune o metodă de limitare discontinuă, în care intrarea în funcţiune a etajului limitator este comandată de un sistem de detectare a perturbaţiilor. Se dă schema-bloc a lanţului de joasă frecvenţă din cadrul unui radioreceptor prevăzut cu o astfel de limitare discontinuă şi se analizează funcţionarea sa. Se analizează funcţionarea principalelor două etaje ale schemei; limitatorul comandat şi detectorul perturbaţiilor în impulsuri. Schema limitatorului este realizată pe baza a două limitatoare cu diode, montate în paralel: una din tensiunile de referinţă este prestabilă, iar cealaltă este în funcţie de perturbaţie. Dintre detectoarele de perturbaţii analizate, se recomandă soluţia bazată pe utilizarea unui discriminator de frecvenţă urmat de un circuit de diferenţiere. Rezultatele teoretice şi experimentale au arătat că sistemul propus permite micşorarea simţitoare a puterii utile a emiţătorului (de 400 ori în cazul unor perturbaţii de trei ori mai mari decît semnalul util) fără distorsiuni importante ale semnalului.

J a k u b a s c h k, H a g e n. **Generator de ton, cu tranzistor alimentat cu „baterie solară",** Radio und Fernsehen, 12 (1963) nr. 19, oct., pag. 601—603, 7 fig. 3 ref. bibl.

Se dă construcţia unui oscilator de audiofrecvenţă cu tranzistor şi se cercetează comportarea lui la diferite condiţii de exploatare. Aparatul constă dintr-un tranzistor OC 810, un

mic transformator de AF cu raportul de transformare 1 : 5, un ascultător de ureche și sursa de alimentare. Se analizează funcționarea atunci cînd sursa este constituită dintr-un fotoelement cu seleniu și se stabilește care este puterea electrică minimă de alimentare pentru ca oscilatorul să funcționeze. S-a ajuns ca această putere să fie de circa 1 μV pentru o iluminare medie a fotoelementului corespunzînd unei suprafețe mai mici de 1 cm². Dacă se folosește un fotoelement cu siliciu, care are un randament mai mare, se poate micșora și mai mult suprafața necesară pentru a se produce puterea electrică ce condiționează producerea oscilațiilor de AF. Pentru a demonstra cît de mică poate fi energia electrică necesară unui tranzistor modern pentru a produce un sunet într-un ascultător de ureche, se arată că sursa de alimentare poate fi constituită, de exempu, dintr-o jumătate de măr în care s-au înfipt două sîrme — una de cupru și alta de oțel. Cercetarea formei curbei de oscilație s-a făcut cu un osciloscop catodic, iar tensiunea livrată de sursă s-a măsurat cu un voltmetru electronic.

Nowakokski, j. **O comparație a calității radioreceptoarelor telegrafice optimale și neoptimale**, Rozprawy Elektrotechn, 9 (1963) nr. 3, pag. 395—437, 31 fig. 30 ref. bibl.

Se compară radioreceptorul telegrafic optimal, din punct de vedere al teoriei statistice a comunicațiilor, cu un radioreceptor obișnuit neoptimal. Transmiterea succesiunilor de informații binare se poate face prin modulație de amplitudine, frecvență sau fază. Indicele de calitate este dat de probabilitatea medie de eroare. Se pezintă metodele de realizare a receptoarelor optimale sincronizate și nesincronizate, determinîndu-se calitatea acestora; se dă o atenție specială parametrilor reactivi care apar în sistemele nesincronizate, precum și înrăutățirii calității provocate de nesincronizare. Se analizează apoi calitatea dispozitivelor curente, neoptimale din care se pot trage concluzii asupra perfecționării viitoare a sistemelor radiotelegrafice și asupra avantajului acestor perfecționări.

Se studiază cazul seriilor de informații binare, arătîndu-se că prin aplicarea dispozitivelor cu reglare automată, relativ ușor de construit, se poate obține o apropiere de calitatea sistemelor sincronizate optimale.

Evans, J. V. și M. T. Wilson. **Amati — un sistem de comutare a legăturilor telegrafice**, British Communications & Electronics, 10 (1963), nr. 11, noiembrie, pag. 838—842

Sistemele de comutare a legăturilor telegrafice sînt folosite normal acolo unde densitatea traficului este mare, instalațiile de transmitere sînt scumpe și unde expeditorul nu trebuie să fie în legătură directă cu destinatarul. Un sistem de comutare a legăturilor telegrafice poate manipula traficul intens prin utilizarea sistemului Duplex, cum și prin acumularea de mesaje în sistemul de comutare. Alte două proprietăți importante ale sistemului de comutare a legăturilor telegrafice este capacitatea de a prelucra mesaje cu adrese multiple și de a retransmite mesajele în ordinea priorității. Un control că mesajele nu sînt pierdute în cursul transmiterii este esențial. Fiecare mesaj este precedat de un număr de serie al oficiului transmițător iar la oficiul receptor se face un control că mesajele primite pe fiecare circuit poartă numărul de serie consecutiv. Prin urmare, pierderea unui mesaj poate fi detectată cu ușurință.

Sistemul AMATI folosește aparate telegrafice Creed obișnuite și echipamentul electromagnetic de comutare, folosit în centralele telefonice și telegrafice. Dispozitivele electronice sînt folosite pe acele circuite care au o foarte mare încărcare, sau unde este necesar un răspuns rapid, cum sînt detectoarele de caractere. Aceste circuite folosesc elemente logice cu tranzistoare și rezistențe. Transmisiunile din centrală folosesc circuitele cu cinci conductori obținînd astfel avantajul de a realiza cele mai mari viteze existente. Aceasta permite de asemenea să fie conectate în sistem circuite funcționînd cu viteze diferite.

Gradul de automatizare care este aplicat într-un sistem de comutare a legăturilor telegrafice depinde în mare măsură de siguranța și de precizia operatorilor de la transmitere. În special datorită acestui fapt, sistemul de bază AMATI, poate aplica sistemul de lucru cu bandă perforată, funcționînd semiautomat și complet automat. Aceasta înseamnă că un sistem poate funcționa inițial cu transportarea benzii, după aceea poate fi transformat într-un sistem funcționînd semiautomat și, în sfîrșit, complet automat. De asemenea este posibil să se obțină un sistem complet folosind toate cele trei metode de funcționare într-o singură centrală.

Sistemul de bază AMATI este un sistem cu bandă continuă, cu acumulare externă, introdusă dacă este necesar. În acest articol se descrie sistemul semiautomat (controlat de operator), presupunînd un anumit format al mesajului.

Pentru scopuri descriptive, sistemul poate fi împărțit în următoarele părți: a) echipament de intrare; b) echipament de repartizare; c) echipament de comutare; d) echipament de acumulare; e) echipamentul liniei de plecare.

Funcțiile principale ale fiecăreia din aceste părți sînt următoarele:

a) Echipamentul de intrare primește mesajul de pe linie, pe banda de hîrtie perforată, controlează dacă sînt prezente semnalele esențiale și transmite indicativul de direcție și de adresă echipamentului de repartizare. După ce mesajul a fost repartizat, el este retransmis.

b) Presupunînd funcționarea semiautomată, indicativul de direcție și de adresă sînt imprimate pe unul din teleimprimatoarele echipamentului de repartizare. Pe baza acestei informații, operatorul determină direcția mesajului și prioritatea lui. Se acționează butonul corespunzător și după aceea este acționată cheia „Sfîrșitul selecției", pentru a transfera informația echipamentului de comutare.

c) La primirea informației de la echipamentul de repartizare, echipamentul de comutare conectează echipamentul de intrare cu echipamentul liniei de plecare necesară, sau dacă aceasta este ocupată, cu un bloc de acumulare. Cînd începe transmiterea semnalelor echipamentului de intrare sînt aplicate prin echipamentul de comutare, fie liniei, fie echipamentului de acumulare.

d) Echipamentul de acumulare constă dintr-un număr de dispozitive de acumulare cu bandă perforată, dintre care unul este utilzat dacă circuitul de plecare este ocupat. Un număr de dispozitive de acumulare sînt utilizate în cazul mesajelor cu mai multe adrese. Mesajele de pe circuitele de intrare sînt recepționate, acumulate și după aceea retransmise cînd linia devine liberă.

e) Echipamentul liniei de plecare conectează echipamentul de comutare pe linie, precede mesajul cu indicativul de direcție și transformă semnalele primite de la echipamentul de comutare, într-o formă adecvată pentru transmiterea pe linie.

Clinch, C. E. E. și Stenson, D. W. **Amplasarea sub pămînt a echipamentelor stațiilor repetoare**, Post Office Electr. Eng. J., 56 (1963) nr. 3, octombrie, pag. 158—159, 1 fig., 1 ref. bibl.

Montarea în căsuțe exterioare a repetoarelor din circuitele telefonice presupune găsirea unor terenuri adecvate și o construcție protejată atît la intemperii cît și la o prea mare încălzire datorită radiațiilor solare. Pentru evitarea acestor inconveniente, se propune amplasarea sub pămînt a stațiilor amplificatoare. Se descrie amănunțit construcția unei astfel de stații repetoare, insistîndu-se asupra materialelor rezistente la umezeală și la coroziune din care se construiește cutia, precum și asupra sistemelor de etanșare a acesteia, atît față de apă, cît și față de gaze; blocurile interioare sînt de tip introductibil, iar punctele în care, în caz de defecțiuni sau în cursul verificărilor, se efectuează măsurări, sînt aduse în exteriorul cutiei etanșe prin intermediul unor cabluri. Montarea sub pămînt a acestor echipamente a fost posibilă doar prin utilizarea tranzistoarelor, ele asigurînd atît dimensiuni foarte reduse, cît și tensiuni de lucru mici.

Dunlavy, I. H. **O antenă nouă pentru înaltă frecvență: o rețea de elemente pasive**, Electronics, 37 (1964), nr. 1, ianuarie, pag. 34—36, 4 fig., 7 ref. bibl.

Cele mai multe antene de recepție pentru banda de radiofrecvență sînt prea mari și costisitoare pentru utilizarea lor, adică sînt prea eficiente. Un nou mod de tratare a problemei

bazat pe principii tehnice valabile, arată că pentru a avea o eficienţă optimă la recepţie în cele mai multe utilizări în domeniul radiofrecvenţei, antena trebuie să fie doar atît de mare, încît să recepţioneze suficiente zgomote atmosferice (presupunînd că semnalul recepţionat este mai mare decît zgomotele atmosferice) pentru a masca zgomotul de intrare al receptorului. Acest principiu fundamental folosit la construirea antenei cu elemente pasive (AEP) a fost cunoscut de mai mulţi ani, totuşi se pare că în acest domeniu s-a depus un efort redus pentru aplicarea în realitate a acestui principiu, ca să se obţină o antenă practică.

Dimensiunile mici ale antenei (lăţimea 8 ft şi înălţimea 12 ft) sînt posibile datorită intensităţii sau cantităţii de zgomote atmosferice şi industriale în banda de radiofrecvenţă. Perturbaţiile atmosferice se propagă în ionosferă în acelaşi mod ca şi radioemisiunile. Un raport tehnic publicat de marina americană conchide: „Criteriul de proiectare a antenei de recepţie, acceptat în mod obişnuit, constă în faptul că antena trebuie să fie suficient de lungă pentru a colecta un nivel de zgomot atmosferic minim, suficient pentru a depăşi nivelul zgomotului receptorului. Raportul semnal zgomot (al sistemului) nu va fi înrăutăţit dacă nivelul zgomotului receptorului este mic în comparaţie cu nivelul zgomotului atmosferic. O antenă de 5 ft acordată este satisfăcătoare 100% din timp în banda de 0,5 ... 30 MHz pentru o intensificare nominală a cîmpului 1 μV/m.

Alţi cercetători au ajuns la concluzii similare recomandînd antene mici pentru a fi utilizate la recepţie. Proiectarea AEP, pe acest criteriu de bază, reduce dimensiunile semnal/zgomot al sistemului, folosind un receptor cu un coeficient maxim de zgomot de 10 dB (se presupune o siguranţă statistică de 90% şi o amplasare geografică în clasa de zgomot 2 sau mai mare).

Această mică antenă rotativă oferă avantaje majore faţă de antenele fixe azimutale mai mari în aceea că nu numai că permite operatorului să anihileze atît semnalele de interferenţă, cît şi zgomotul, ci de asemenea asigură aceeaşi acoperire în banda de radiofrecvenţă de 2...30 MHz, ca şi antenele în rozetă cu patru elemente monopolare logaritmice periodice, necesitînd un stîlp de 130 ft şi circa 4 acri suprafaţă pentru instalaţie.

Transformatorul de simetrizare foloseşte o înfăşurare bifilară din mai multe spire, pe un miez toroidal de mare permeabilitate. Înfăşurarea prezintă o impedanţă de transfer de 4:1, cu o intrare simetrică şi o ieşire nesimetrică (300/75 Ω). Fiecare antenă necesită o pereche identică de transformatoare de simetrizare. Această pereche trebuie să aibă exact acelaşi coeficient al undei staţionare de tensiune fază, pierderi de inserţie şi caracteristicile raportului de simetrizare în funcţie de frecvenţă în întreaga gamă de 2...30 MHz. Transformatoarele de simetrizare trebuie să aibă de asemenea caracteristici care să se încadreze în limitele de toleranţe înguste pentru toţi parametrii.

Proiectul de bază poate fi considerat că formează un element fundamental pentru proiecte mai complexe. Ar fi de dat următoarele exemple: o antenă orientată longitudinal, cu patru elemente, folosind două antene AEP situate într-un plan şi alimentate cu un defazaj de 180°; o variantă monopolară, amplasată deasupra solului pentru utilizări la staţiile fixe; o antenă mare, de formă circulară, sau o antenă Wullenweber folosind construcţia de bază AEP ca element.

Buchta, K. **Instalaţii moderne de antenă colectivă pentru un număr mijlociu de abonaţi,** Rundfunktechn. Mitt., 7 (1963), nr. 5, octombrie, pag. 248—252, 9 fig., 2 ref. bibl.

În zonele urbane cu mare densitate de populaţie, antenele colective oferă soluţia tehnică cea mai bună pentru recepţionarea în bune condiţii a programelor de radio şi televiziune. Condiţia impusă acestor instalaţii constă în transmiterea tuturor semnalelor radiodifuzate. Banda de frecvenţe se poate întinde de la frecvenţa cea mai de jos de 150 kHz a undelor lungi pînă la frecvenţa cea mai de sus de 790 MHz corespunzînd benzilor IV/V de televiziune. Dintre cele trei părţi principale a unei antene colective (coborîrea, reţeaua de distribuţie şi amplificatorul), în articol se discută în principal, construcţia şi caracteristicile electrice ale unui amplificator de televiziune, conceput pe sistemul plăcilor plate, avînd gama de frecvenţă 470...860 MHz. Construcţia elementelor amplificatoare echipate cu tranzistoare este realizată pe blocuri separate, iar circuitele acordate ale amplificatorului sînt asamblate pe o placă metalică ce serveşte de suport. În acest fel se obţin amplificatoare foarte stabile atît din punct de vedere electric cît şi mecanic. Dacă în plus se folosesc şi tranzistoare de tip mesa, zgomotul instalaţiei de recepţie rămîne sub limita de perceptibilitate în toate condiţiile întîlnite în practică. În articol nu se dă o descriere detaliată pe baza unei scheme de principiu ci doar generalităţi pornind de la justificarea economică a antenelor colective faţă de cele individuale, schema-bloc a unei instalaţii de antenă colectivă de mărime medie, ajungînd la stabilirea condiţiilor unei instalaţii de calitate.

Mikikeciko, A. M. şi Iastrjembski, V. D. **Dispozitiv pentru măsurarea amplitudinilor şi fazelor oscilaţiilor diferitelor puncte ale unui difuzor,** Izv. viss. ucebnih zavedenii. Radiotehnika 6 (1963), nr. 5, septembrie—octombrie, pag. 564—566, 3 fig.

Pentru proiectarea difuzoarelor are o mare importanţă cunoaşterea distribuţiei amplitudinilor şi fazelor vibraţiilor diferitelor puncte de pe suprafaţa difuzorului. În acest scop se propune o instalaţie specială, bazată pe măsurarea capacităţii dintre o sondă şi suprafaţa difuzorului. Pentru mărirea sensibilităţii acestui dispozitiv, suprafaţa difuzorului se metalizează foarte fin, ceea ce permite măsurarea vibraţiilor cu amplitudini de 10^{-6} cm. Se dă schema-bloc a dispozitivului electronic, în care variaţia de capacitate este transformată într-un semnal modulat în frecvenţă, apoi, demodulată şi aplicată unui instrument indicator. Pentru menţinerea automată a unui interstiţiu mediu constant între sondă şi difuzor se utilizează un sistem de urmărire cu un micromotor bifazat. Se analizează funcţionarea întregului aparat şi se dau amănunte asupra soluţiei constructive.

Bridggs, G. A. **Cutie acustică de interior,** Radio-Electronics, 34 (1963), nr. 12, decembrie, pag. 58—60.

Construcţiile cutiilor acustice de colţ au fost eficace în trecut şi dădeau un nivel de tărie puternic în casă, fiind conectate la un amplificator de 5 W. S-a stabilit însă că este mai economic să se mărească puterea amplificatorului, decît să se concentreze eforturile asupra randamentului difuzorului, cu toate că autorul a favorizat existenţa unei densităţi mari a fluxului acustic, pentru a avea un bun răspuns tranzitoriu. După aceea, înregistrările stereofonice din 1958 au arătat că două difuzoare produc un registru de başi mai mare decît unul singur de aceeaşi dimensiune, iar sistemele mari de colţ au suferit un declin în ceea ce priveşte popularitatea.

Totuşi este însă adevărat că pentru a obţine un registru optim de başi, colţul este cea mai bună poziţie într-o încăpere mijlocie şi dacă configuraţia încăperii nu este pătrată, ci dreptunghiulară, două difuzoare de colţ, la capătul mai îngust, dau de obicei cel mai bun efect stereofonic.

Faptul că două mici cutii pentru difuzoare de colţ pot să pară foarte atrăgătoare şi de loc incomode într-o încăpere elegant mobilată este ilustrat de o fotografie, luată din cartea autorului, recent publicată „Mai multe despre difuzoare".

În acest caz, locatarii camerei doresc să aibă difuzoarele în colţuri, însă limitate la o înălţime de 30 inci din cauza altor mobile (de aici picioarele scurtate).

Consideraţiile principale pentru difuzoarele de colţ sînt următoarele:

1. Difuzorul de colţ difuzează în direcţia cea mai mare a încăperii şi reflexiile date de doi pereţi şi pardoseală ajută la radierea audiofrecvenţelor joase.

2. Dacă cutia acustică arătată are un volum de numai 2 ft^3, evidenţierea başilor pe baza celor arătate la punctul 1 constituie un avantaj.

3. Amplasarea pe diagonală este, în general, cea mai bună pentru stereofonie, într-o încăpere mijlocie, distanţele de 8...12 ft între difuzoare sînt satisfăcătoare la dimensiunile încăperilor proporţional mai mari.

4. Cutiile acustice pot fi amplasate la cîţiva inci distanţă faţă de colţ, dacă există o rezonanţă prea mare a başilor,

sau pentru a reduce distanţa dintre ele, spre a da naturaleţe stereofoniei.

5. Forma triunghiulară este bună din punct de vedere acustic, deoarece numai două suprafeţe paralele reflectante care constituie baza şi placa superioară de acoperire, sînt mici ca suprafaţă şi mai distanţate.

Se arată dimensiunile generale ale cutiei şi fotografia care dă o vedere interioară cu difuzorul de 12 inci şi materialul absorbant montat.

Amănuntele date sub titlul „Dimensiunile şi asamblarea" vor ajuta să se construiască cutia care trebuie să fie bine încleiată şi înşurubată, pentru a asigura o cutie impermeabilă la aer în afară de orificiul de ieşire lîngă spate. Ultima operaţie de asamblare constă în înşurubarea panoului frontal la locul lui.

Pentru a uşura ridicarea şi transportarea, pot fi executate două deschideri pentru mînă de 3 1/2×1 inci, cîte una din fiecare panou lateral, la o distanţă de 4 1/2 inci de partea superioară şi 4 1/2 inci de placa frontală. Deschiderile trebuie să fie astupate cu o bucată de placaj dinspre partea interioară pentru a face cutia etanşă.

Materialul arătat în fotografie, montat în interiorul cutiei, este constituit din fibre de acetat, în formă de plăci. Alte materiale absorbante adecvate sînt fibrele de sticlă şi bumbac. Acoperirea completă a cutiei de colţ cu material absorbant ameliorează redarea vorbirii, însă reduce oarecum căldura muzicii.

Ca regulă, amploarea tratamentului absorbant poate fi redus cînd se folosesc difuzoare mai mici, deoarece prin conul lui se aude mai puţin sunetul de rezonanţă internă.

Această cutie acustică, utilizată la o cutie largă de difuzoare de 8, 10 sau 12 inci, dă rezultate foarte bune cu un singur difuzor, dacă rezonanţa cutiei deschise nu este mai mare decît cea specificată pentru difuzoarele de control. Ghidajul, deschis, lung este indicat atît pentru tipurile de 10, cît şi 12 inci, însă pentru difuzoarele de 8 inci, o simplă deschidere este cea mai bună.

Este posibilă o redare rezonabilă pînă la 40 Hz, însă difuzoarele mai mari vor genera evident o putere mai mare şi mai bogată în frecvenţe joase, atît prin radiaţie directă cît şi prin deschiderea din spate.

Încercările din figură indică performanţele la 40 şi 50 Hz, folosind difuzoarele Wharfedale, specificate în tabelă. Oscilogramele au fost luate cu un microfon amplasat aproape de difuzor în faţă şi de asemenea aproape de deschiderea posterioară. Nivelul de intrare a fost reglat ca să fie cît mai puternic posibil la 40 Hz, fără a se produce distorsiuni remarcabile. Valorile puterii sînt date în valori eficace (cifrele ar fi dublate pentru putere maximă).

Încercări separate au fost făcute pentru nivelurile de ieşire prin deschiderea posterioară. După cum era de aşteptat, aici există mai puţine distorsiuni la mărirea puterii, decît la ieşirea directă unde se află membrana difuzorului. Aceasta constituie unul din avantajele încărcării reactive.

Cele două cutii, reprezentate în fotografie, au fost înzestrate cu o ramă de placaj furniruit (grosimea 5/16 inci), după ce pînza de protecţie a fost fixată la panoul frontal, însă trebuie să se dispună de o anumită dexteritate pentru a evita utilizarea cuielor de placaj pentru a fixa rama la locul ei. Cele două muchii laterale ale panoului frontal au fost uşor rotunjite, pentru a evita colţurile ascuţite şi pînza de protecţie a fost nivelată în jurul marginilor şi fixată în spatele panoului cu clei şi scoabe.

Fox, E. C. şi Woodward, J. G. **Distorsiunile de trasare. Cauze şi mijloace de corecţie a sistemelor de înregistrare a discurilor stereofonice**, J. Audio Engng. Soc., 11 (1963), nr. 4, octombrie, pag. 294—301, 12 fig., 9 ref. bibl.

La utilizarea discurilor stereofonice, datorită deosebirii de formă dintre capul ascuţit al dispozitivului de înregistrare a matriţelor şi capul sferic al dispozitivului de redare a sunetului, apar distorsiuni caracteristice. Analizîndu-se mecanismul de producere precum şi manifestările acestui fenomen, aceste distorsiuni sînt considerate ca distorsiuni de fază şi se urmăresc analitic relaţiile existente între forma şi dimensiunile capului de înregistrare, viteza sa de deplasare în şanţuri şi geometria şanţurilor. O metodă de micşorare a distorsiunilor amintite constă în reînregistrarea pe un al doilea disc a semnalului obţinut de la prima redare a sunetelor dar cu o astfel de fază, încît noile distorsiuni să compenseze primele, rezultate la prima redare a sunetelor. Asocierea acestui principiu de compensare a distorsiunilor cu un sistem de echivalare electrică a parametrilor caracteristici procesului de redare a sunetelor într-un ansamblu simulator descris amănunţit, reduce în mai mare măsură distorsiunile amintite.

Dombrugov, R. M. **Despre o posibilitate neutilizată de îngustare a aspectului semnalului de televiziune**, Izv. viss. ucebn. zavedenii. Radiotehnika, VI (1963), nr. 5, septembrie—octombrie, pag. 490—494, 3 fig., 1 tabl. 9 ref. bibl.

Pornindu-se de la posibilităţile limitate ale ochiului omenesc de a percepe cu claritate amănuntele obiectelor aflate sub un unghi de vedere relativ mare, se analizează un sistem de televiziune care permite reducerea spectrului de frecvenţe cu unul sau două ordine de mărime. Sistemul este aplicabil în special în televiziunea aplicată şi se bazează pe transmiterea unei imagini cu definiţie variabilă. În acest sistem se transmite cu definiţie maximă numai porţiunea cercetată din cadrul obiectului studiat. O dată cu deplasarea porţiunii cercetate se schimbă manual sau automat şi regiunea cu claritatea maximă a imaginii. Se analizează fenomenele fiziologice care stau la baza acestui procedeu şi se determină analitic numărul de elemente în care trebuie descompusă imaginea, recomandîndu-se sistemul optim de exploatare.

Liukovski, G. B. **Studiul siguranţei de funcţionare a maşinilor electronice de calcul**, Izv. viss. ucebn. zavedenii Elektromehanika, (1963), nr. 7, p. 791—796, 9 ref. bibl.

Dezvoltarea pe scară mare a calculatoarelor electronice rapide, atît pentru rezolvarea problemelor matematice, cît şi în aplicaţii de reglare automată, a pus problema siguranţei de funcţionare a acestor calculatoare. Se enumeră principalele criterii de apreciere a siguranţei de funcţionare a calculatoarelor şi se analizează pe larg două dintre ele. Pe baza materialelor experimentale existente se realizează un studiu analitic al probabilităţii unei funcţionări satisfăcătoare a calculatorului în cursul unui interval dat de timp (primul criteriu). Al doilea criteriu analizat se referă la probabilitatea distribuţiei timpului de funcţionare şi de reparaţie a calculatorului. Pentru ambele criterii se deduc expresii analitice, care permit o apreciere cantitativă a siguranţei de funcţionare.

OSZAGOS MÜSZAKI KÖNYVTÁR 1883

SOMMAIRE

538.551.001.24

Vasiliu, Cr. **La synthèse des réseaux électriques selon la réponse aux transitoires**

L'article expose les problèmes essentiels de la synthèse des réseaux dans le domaine du temps. Les méthodes de synthèse sont classifiées selon la réponse aux transitoires et quelques-unes des méthodes réprésentatives sont décrites.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1934), no. 8, p. 241–247

621.396.6.019.3

Cătuneanu, V. M. **Principes théoriques de la fiabilité de l'appareillage électronique** (II-ème partie)

Telecomunicaț i, Bucarest 8 (1964) no. 8, p. 247–253

---

621 394.34

Mihail, C. **Le service telex à commutation automatique**

Y sont présentés quelques problèmes qu'ont dû être résolus lors du passage de la commutation manuelle à la commutation automatique. Certains avantages et résultats obtenus dans le service telex grace aux centraux automatiques sont relevés, ainsi que les perspectives du développement du service telex.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), no. 8, p. 254–258

621.396.712.3 : 621.396.645.33 : 621.382.3

Popescu, M. **Les amplificateurs-séparateurs à transistors dans les équipements modernes des studios.**

L'article relève d'abord le rôle des amplificateurs séparateurs basse fréquence dans l'ensemble de l'équipement de studio et en expose les caractéristiques techniques exigées.

Sont décrits ensuite trois amplificateurs-séparateurs modernes à transistors, dont deux sont des produits industriels et le troisième est réalisé par l'auteur en employant des transistors roumains. Enfin, une particularité de ce dernier type est présentée et on donne des formules de calcul.

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), no. 8, p. 259–262

621.397.62

NOUVEAUX TELEVISEURS ROUMAINS

Mihăilescu, E. **Le téléviseur E 43–110°**

On présente le schéma de principe et les détails de fonctionnement du nouveau récepteur produit par les usines „Electronica".

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), no. 8, p. 253–264

621.39.01

NOTE

Codaus, D. **Notions, termes et modes d'expression dans le domaine des télécommunications**

Telecomunicații, Bucarest, 8 (1964), no. 8, p. 265

CONTENTS

538.551.001.24

Vasiliu, Cr. **Electrical network synthesis on the transient response**

There are exposed the essential problems of the network synthesis in the time domain. The synthesis methods are classified on the basis of the transient response and some representative methods are described.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 8, p. 241–247

621.396.6.019.3

Cătuneanu, V. M. **Theoretical fundamentals of the electronic equipment reliability** (part. 2)

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 8, p. 247–253

621.394.34

Mihail, C. **The automatic telex exchange service**

Some problems are exposed, whose solution was needed at the passing over from the manual to the automatic switching. Some results obtained by the automatic-switched telex service and its perspectives are pointed out.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 8, p. 254–258

621.396.712.3 : 621.396.645.33 : 621.382.3

Popescu, M. **Transistor separating amplifiers in the modern studio equipment.**

The paper emphasises the task of the low frequency separating amplifiers in the studio equipment and states the technical data whose are imposed.

Further, three modern transistor separating amplifiers are described, of whose two are industrial-made and the last is realized by the author with inland transistors. A peculiarity of this ultimate kind of amplifier is treated and its design formulae are given.

Telecomunicații Bucharest, 8(1964), nr. 8, p. 259–262

621.397.62

New Roumanian Television receivers.

Mihăilescu, E. **The E 43–110° television receiver**

The principle diagram and operating details for the new receiver of the Electronica-works are given.

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964), nr. 8, p. 253–264

621.39.01

Note

Codaus, D. **Notions, terms and manners of expression in the telecommunication techniques**

Telecomunicații, Bucharest, 8 (1964) nr. 8, p. 265

Abonați-vă la

- REVISTA CĂILOR FERATE
- TELECOMUNICAȚII
- REVISTA TRANSPORTURILOR

EDITATE DE MINISTERUL TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR ÎN COLABORARE CU CONSILIUL NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

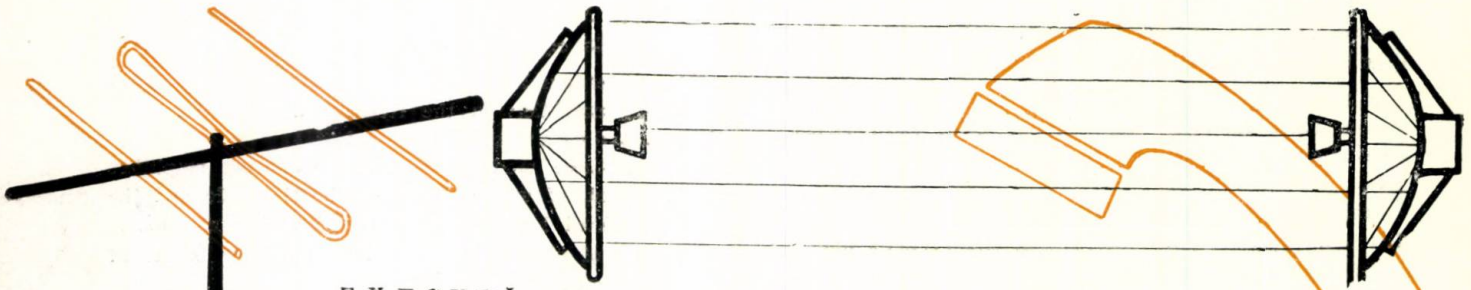
Abonamentele individuale se primesc în numerar sau prin mandat poștal pe adresa:

EDITURA TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR
București, Calea Griviței 193 B, telefon 18.01.05

Abonamentele pentru instituții se primesc în contul de virament nr. 073.015.02, B. R. P. R. Filiala 30 Decembrie, București

Costul unui abonament anual:

REVISTA CĂILOR FERATE:	pentru muncitori, tehnicieni și ingineri . .	20 lei
	pentru instituți	100 „
TELECOMUNICAȚII:	pentru muncitori, tehnicieni și ingineri . .	30 lei
	pentru instituțiii	100 „
REVISTA TRANSPORTURILOR:	pentru muncitori, tehnicieni și ingineri . .	30 lei
	pentru instituții	100 „

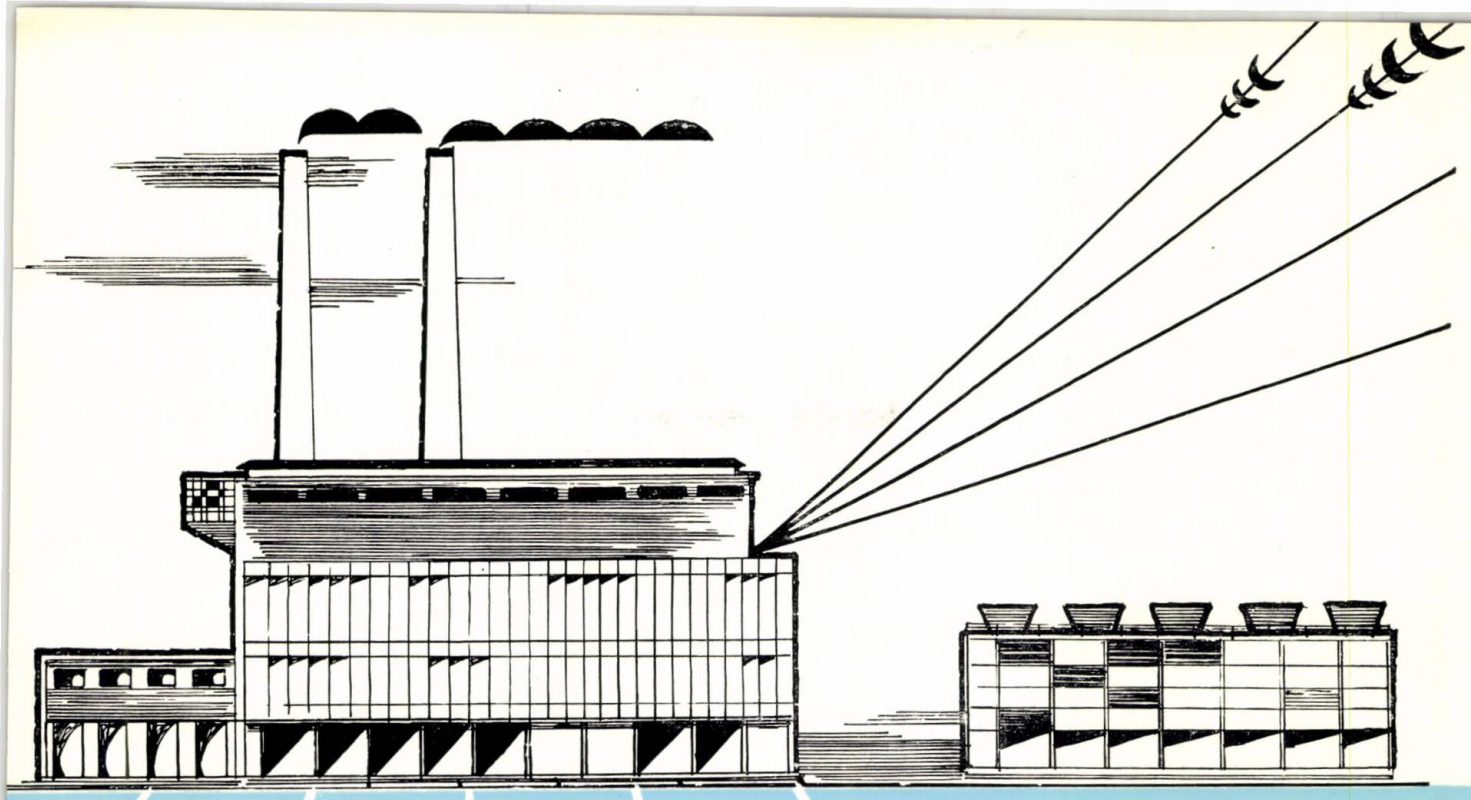


EXECUTĂ;

- **Construcții de rețele de telecomunicații aeriene și subterane**
- **Montaje de centrale telefonice și telegrafice automate de orice tip.**
- **Montaje de sisteme telefonice și telegrafice multicăl**
- **Instalații de radioficare, ceasoficare, semnalizare incendii etc.**
- **Montaje STAȚII DE RADIO, RADIORELEE, TELEVIZIUNE**

Instituțiile, combinatele și întreprinderile, pentru informații suplimentare, se pot adresa:

ÎNTREPRINDERII TELECONSTRUCȚIA DIN BUCUREȘTI
BD. DINICU GOLESCU NR. 38 — ETAJ 9 — TELEFON 17.28.66



M. I. C. M.

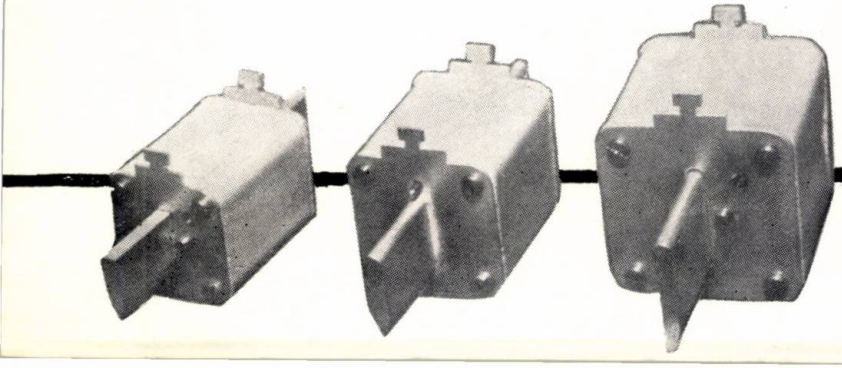
I.C.P.E.

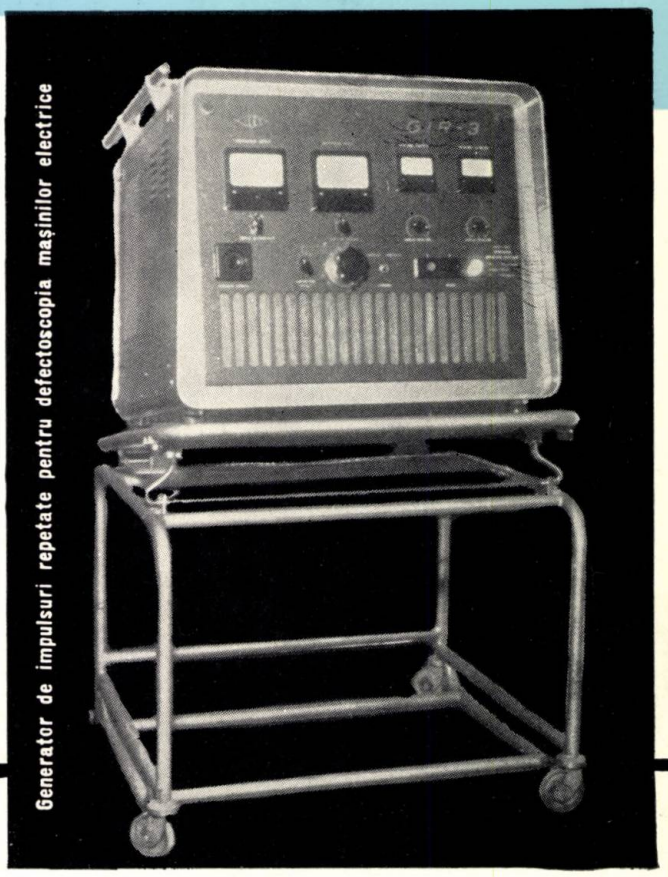
INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

BUCUREȘTI, BD T. VLADIMIRESCU 45
TELEFON 16 41 40 — 16.41 48

primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din țară.

Institutul execută studii, încercări, omologări și execuții de prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă și înaltă tensiune, acționărilor electrice, schemelor complexe electrice și electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice, cum și proiectări pentru uzine și fabrici cu acest profil.

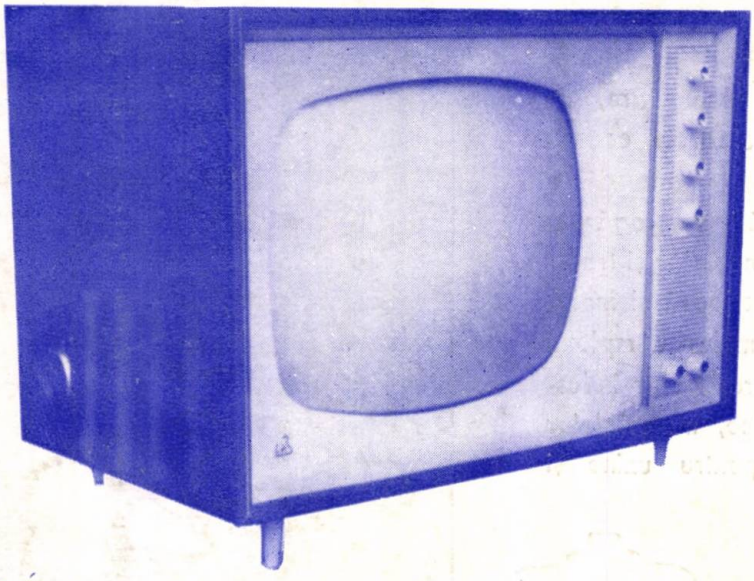




Generator de impulsuri repetate pentru defectoscopia mașinilor electrice

„E. 43-110°"

● Un televizor modern realizat cu cablaje imprimate ● Sensibilitate excepțională, care permite obținerea unei imagini de calitate și în condiții mai grele de recepție. ● Imagine de înaltă calitate și stabilitate remarcabilă în funcționare. ● Tub de imagine cu unghi de deflexie de 110° și diagonala ecranului de 43 cm. ● Casetă asimetrică, cu o linie elegantă. ● Comutator de canale cu 12 poziții. ● 18 tuburi electronice + 3 diode semiconductoare. ● Tensiune de alimentare: 110 V, 120 V și 220 V.



PRODUS DE UZINELE

Electronica

E 1741

telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII · TELEFONIE ·

TELEGRAFIE · TELEVIZIUNE · ELECTROACUSTICĂ

1964

9

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 8 ★ Nr. 9 ★ p. 353—384 ★ București ★ decembrie 1964

- **Construcții de rețele de telecomunicații aeriene și subterane**
- **Montaje de centrale telefonice și telegrafice automate de orice tip.**
- **Montaje de sisteme telefonice și telegrafice multicăl**
- **Instalații de radioficare, ceasoficare, semnalizare incendii etc.**
- **Montaje STAȚII DE RADIO, RADIORELEE, TELEVIZIUNE**

Instituțiile, combinatele și întreprinderile, pentru informații suplimentare, se pot adresa:

ÎNTREPRINDERII TELECONSTRUCȚIA DIN BUCUREȘTI
BD. DINICU GOLESCU Nr. 38 — ETAJ 9 — TELEFON 17.28.66

teleconstrucția

Abonați-vă la

- **REVISTA CĂILOR FERATE**
- **TELECOMUNICAȚII**
- **REVISTA TRANSPORTURILOR**

EDITATE DE MINISTERUL TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR ÎN COLABORARE CU CONSILIUL NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Abonamentele individuale se primesc în numerar sau prin mandat poștal pe adresa:

EDITURA TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR
București, Calea Griviței 193 B, telefon 18.01.05

Abonamentele pentru instituții se primesc în contul de virament nr. 073.015.02, B. R. P. R. Filiala 30 Decembrie, București

Costul unui abonament anual:

REVISTA CĂILOR FERATE:	pentru muncitori, tehnicieni și ingineri . .	20 lei
	pentru instituții	100 „
TELECOMUNICAȚII:	pentru muncitori, tehnicieni și ingineri . .	30 lei
	pentru instituții	100 „
REVISTA TRANSPORTURILOR:	pentru muncitori, tehnicieni și ingineri . .	30 lei
	pentru instituții	100 „

OPSZÁGOS MUSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS MÓDSZERTANI INTÉZET 1883

telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR
ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
Redacția: București, Calea Griviței nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie"
Telefon: 18.25.75

Anul 8 Nr. 9 Decembrie 1964

COMITETUL DE REDACȚIE

ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEȘ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în științe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor și Telecomunicațiilor, ing. B. IONIȚĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECȘULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

CUPRINS

Nissim, Sylvia: **Tehnica electronică în comutația telefonică automată**

Se expun principiile de funcționare ale instalațiilor electrice de comutație cu diviziune în spațiu și în timp, analizînd structura și funcțiile fundamentale de concentrare, comutație și prelucrarea a datelor. Se descriu echipamentele, prezentînd caracteristicile principale ale acestora.

Telecomunicații, București, 8 (1964), nr. 9, pag. 354–359

Cruceru, C.: **Realizări și perspective în industria cablurilor de telecomunicații din R.P.R.**

Se prezintă o descriere succintă a tipurilor de cabluri produse de Fabrica de cabluri și materiale electroizolante (F.C.M.E.) cu unele considerente asupra contribuției adusă de această fabrică la dezvoltarea rețelelor de telecomunicații.

Telecomunicații, București, 8 (1964), nr. 9, pag. 359–363

Roth, I.: **Încadrarea sistemelor de telecomunicații prin sateliți într-un sistem mondial de telecomunicații**

Se fac unele considerații generale privind realizarea unui sistem mondial de telecomunicații și se descriu diverse tipuri de sisteme de telecomunicații prin sateliți.

Telecomunicații, București, 8 (1964), nr. 9, pag. 363–369

Cojocaru, T.: **Procese fizice în tehnologia de lipire a aparaturii radioelectronice**

Articolul conține descrierea proceselor fizico-chimice complexe care au loc la suprafața de contact a metalelor ce se îmbină prin lipire în aparatura radioelectronică. Se arată interacțiunea tensiunilor superficiale de la suprafețele metalelor de bază și aliajului de lipit, precum și acțiunea fluxului decapant pe suprafața metalelor în procesul de lipire.

Telecomunicații, București, 8 (1964) nr. 9, pag. 369–374

Mihăilescu, E: **Radioreceptorul S 641 A**

Se prezintă schema de principiu și detalii de funcționare ale noului aparat produs de uzinele Electronica.

Telecomunicații, București, 8 (1964), nr. 9, pag. 363–377

Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și Administrația: București, Calea Griviței nr. 193 B. Raionul „30 Decembriee". Telefon: 17.38.14 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, Calea Griviței nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B.R.P.R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. — Prețul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" — București
c. 4352

СОДЕРЖАНИЕ

621.395.345

Нисим, С.: *Электронная техника в автоматической телефонной коммутации.*

Излагаются принципы работы электронных коммутационных устройств с пространственным и временным распределением, анализируя структуру и основные функции концентрации, коммутации и обработки данных. Описываются устройства двух автоматических электронных телефонных станций с указанием основных характеристик.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) № 9, стр. 354–359

621.315.2/5.002. (498)

Кручеру, К. *Достижения и перспектива промышленности кабелей связи в Р.Н.Р.*

Дается краткое описание кабелей разных типов производимых заводом кабелей и электроизоляционных материалов (FCME) а также некоторые соображения об участии этого завода в развитии сетей связи.

Telecomunicaţii, Бухарест. 8 (1964) № 9, стр. 359–363

621.396.9

Рот, И.: *Включение систем связи с помощью искусственных спутников земли в мировую систему связи.*

Приводятся некоторые общие соображения об осуществлении мировой системы связи и описываются разные системы связи с помощью искусственных спутников земли.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) № 9, стр. 363–369

621.791.3: 621..38.002

Кожокару Г.: *Физические процессы в технологии пайки радиоэлектронной аппаратуры.*

Статья содержит описание комплексных физико-химических процессов, которые имеют место на поверхности контакта металлов при пайке в радиоэлектронной аппаратуре. Указывается взаимодействие поверхностных напряжений на поверхности металлов и сплав пайки, а также действие флюса травления на поверхности металлов в процессе пайки.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) № 9, стр. 369–374

621.396.62

Михайлеску, Е.: *Радиоприёмник С 641 А.*

Описываются принципиальная схема и принципы работы нового аппарата, выпускаемого заводом ,,Электроника''.

Telecomunicaţii, Бухарест, 8 (1964) № 9, стр. 374–377

INHALTSVERZEICHNIS

621.395.345

Nissim, S. *Die elektronische Technik in der automatischen Fernsprechvermittlung .*

Die Funktionierungsprinzipien der elektronischen automatischen Vermittlungseinrichtungen mit Raum — und Zeitverteilung werden dargelegt und die Struktur, sowie die grundsätzliche Funktionen — Konzentration, Kommutation, Datenverarbeitung, — , werden analysiert. Zwei elektronische Vermittlungsanlangen werden beschrieben und ihre wichtigsten Kennwerte werden abgezeigt.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 8 (1964), Nr. 9, S. 354–359

621.315.2/5.002.2(498)

Cruceru, C. *Erwerbungen und Aussichter der rumänischen Fernmeldekabelindustrie .*

Es wird eine kurzgefasste Beschreibung der im Kabel und Isolierstoffwerk (FCME) erzeugten Kabeltypen dargelegt. Einige Betrachtungen über die Kontribution dieser Fabrik zur Entwicklung der Fernmeldenetze werden ausgedrückt.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 8 (1964), Nr. 9, S. 359–363

621.396.9

Roth, I. *Die Einrahmung der Übertragungssystemen mittels Erdsatelliten in einem Weltsystem.*

Einige allgemeine Betrachtungen in Bezug auf der Gründung eines Weltübertragungyssystems werden dargelegt und verschiedene Typen von Übertragungssystemen mittels Erdsatelliten werden beschrieben.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 8 (1964), Nr. 9, S. 363–369

621.791.3 :621.38.002

Cojocaru, T. *Pyhsikalische Prozesse in der Lötungstec hnologie der elektronischen Apparatur.*

Der Artikel umfasst die Beschreibung der physikalischen und chemischen Prozesse die an der Berührungsfläche der zusammengefügten Metalle stattfinden. Die Wirkung der Obenflächenspannung auf den Berührungsflächen der Metalle und der Lötlegierung wird dargelegt, sowie auch die Wirkung des Beizers auf die Oberfläche der Metalle während des Lötprozesses.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 8 (1964), Nr. 9, S. 369–374

621.396.62

Mihăilescu, E. *Der Empfänger S 641 A*

Das Prinzipschaltbild und die Funktioneinzelheiten das neuen, vom ,,Electronica'' — Werk hergestellten Empfänger werden vorgestellt.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 8 (1964), Nr. 9, S. 374–377

telecomunicații

Anul VIII • nr. 9 • decembrie 1964

Gerald C. Gross
a vizitat Republica Populară Romînă

La invitația tovarășului Ministru al Transporturilor și Telecomunicațiilor, D. Simulescu, Secretarul general al Uniunii Internaționale de Telecomunicații (UIT) Dl. Gerald C. Gross a vizitat țara noastră între 17 și 22 septembrie a.c.

Reamintim cititorilor că U.I.T., organism specializat al Organizației Națiunilor Unite, are sarcina coordonării internaționale a telecomunicațiilor, atît în privința relațiilor dintre administrații, cît și în privința normării tehnice și progresului științific. U.I.T. are în compoziția sa două comitete consultative, unul pentru radiocomunicații (C.C.I.R.) și altul pentru telefonie și telegrafie (C.C.I.T.T.), cu activitate permanentă, care, avînd colaborarea celor mai de seamă savanți din ramura noastră, studiază problemele tehnice ridicate de colaborarea internațională sau de necesitățile comune ale țărilor și elaborează avize și studii documentare. Printre cele mai importante sarcini ale U.I.T. figurează reglementarea folosirii undelor radioelectrice — în care scop funcționează un „birou de înregistrarea frecvențelor" (IFRB) însărcinat cu ținerea și publicarea evidenței tuturor radioemisiunilor și stabilirea protecțiilor dintre ele. În afara binecunoscutului Jurnal U.I.T., revistă lunară de informare generală, U.I.T. editează numeroase publicații, regulamente, liste internaționale, statistici, hărți.

O activitate atît de complexă cere în postul de secretar general al Uniunii un specialist cu vederi largi, cu multă experiență de organizare și cu mare putere de muncă. Dl. Gross îndeplinește cu prisosință aceste condiții. El a ocupat încă de la crearea ei funcția de secretar general adjunct iar în 1958 a devenit secretar general. Gerald Gross a organizat și condus lucrările întreprinse în anul 1959, în vederea revizuirii de către Adunarea Plenară U.I.T. a Convenției Internaționale a telecomunicațiilor și a Regulamentului Radiocomunicațiilor.

În discuțiile purtate de dl. Gross cu conducerea Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și cu specialiștii de resort, au fost trecute în revistă relațiile dintre țara noastră și U.I.T. S-a constatat cu satisfacție că aceste relații se îmbunătățesc incontinuu și că Romînia participă din ce în ce mai activ la viața Uniunii; în conferințele administrative, delegații romîni au dus o muncă pozitivă și constructivă, s-au normalizat

relațiile de lucru cu IFRB și s-au adus contribuții tehnice în cadrul C.C.I.T.T. Telecomunicațiile din țara noastră au beneficiat în largă măsură de documentația elaborată în cadrul U.I.T., rezultatul unei experiențe la scară mondială.

S-a examinat posibilitatea acordării unor burse pentru specializarea unor cadre tehnice ale M.T.Tc în alte țări, cu experiență tehnică mai vastă. Deasemeni, dl. Gross, a cerut ca Romînia să contribuie la ajutorarea tehnică a țărilor slab dezvoltate, furnizînd consilieri tehnici și specialiști în cadrul programului elaborat de Secretariatul General U.I.T.

Dl. Gross și-a exprimat mulțumirea față de desfășurarea tot mai rodnică a colaborării tehnice internaționale și a subliniat faptul că astăzi U.I.T. este cea mai vastă și mai activă dintre organizațiile specializate dependente de O.N.U. În anul 1965, U.I.T. își va sărbători centenarul, ținînd seama că ea constituie continuarea neîntreruptă, — dar mult amplificată între timp — a organizației internaționale a telegrafiștilor, înființată în secolul trecut.

Dl. Gross s-a întreținut cu cadrele de specialitate din M.T.Tc în legătură cu dezvoltarea viitoare a telecomunicațiilor și a vizitat cîteva instalații de telecomunicații din țara noastră.

Ing. SYLVIA NISSIM

Tehnica electronică în comutația telefonică automată

În urma dezvoltării prodigioase a elementelor semiconductoare, tehnica electronică a putut să rezolve problemele dificile și complexe ale comutației telefonice, dînd astfel posibilitatea apariției unei noi ramuri a tehnicii moderne, aceea a *comutației electronice*.

Ca și în comutația electromecanică, în comutația electronică scopul urmărit este de a permite stabilirea legăturilor între liniile chemătoare și cele chemate prin intermediul unei centrale telefonice automate, care primește apelurile, le înregistrează, pregătește comunicația, efectuează legătura și, în sfîrșit, o eliberează.

În toate sistemele electromecanice actuale, conexiunea dintre chemător și chemat se realizează prin intermediul contactelor metalice (în selectoare rotative sau în comutatoare crossbar).

În sistemele semielectronice se păstrează principiul conexiunii electromecanice, tehnica electronică fiind introdusă numai în organele de memorie și de comandă. Această soluție este de actualitate atîta timp cît costul conexiunii electromecanice este inferior aceluia al conexiunii electronice. Din acest motiv, în diverse țări s-au realizat centrale semielectronice utilizînd comutatoare rotative sau crossbar.

În ceea ce privește comutația electronică, se menționează că dispozitivele de conexiune trebuie să asigure funcția de memorare, deoarece este necesar ca legătura stabilită prin organul de comandă să se mențină în tot timpul convorbirii, fără a imobiliza însă acest organ de comandă.

Separarea funcției de legătură de aceea de memorare ar conduce la necesitatea mai multor elemente pentru un singur punct de conexiune, deci la un preț de cost ridicat, ținînd seama de faptul că într-o centrală de mare capacitate (circa 10 000 linii), numărul punctelor de legătură poate ajunge pînă la 200 000 puncte.

De aceea în comutație se utilizează elemente care prezintă chiar ele funcția de memorare. Spre exemplu, o diodă cu gaz cu catod rece este alimentată în permanență la o tensiune U_0 cuprinsă între tensiunea de aprindere U_a și tensiunea de menținere U_m; dacă ea trebuie amorsată, este suficient să se introducă pentru moment la borne o tensiune suplimentară superioară tensiunii $U_a - U_0$. După dispariția acestei „marcări" momentane, tubul rămîne aprins, devenind astfel un punct de contact înzestrat cu memorie.

Această tensiune, care este de ordinul a 100 V pentru tuburile cu gaz, devine mai mică de 1 V în cazul semiconductoarelor.

Pentru constituirea unui sistem electronic de comutație nu sînt suficiente numai elementele electronice de conexiune și dispozitivele de memorare; sînt de asemenea necesare „circuite logice" care trebuie să asigure legăturile dintre diferitele organe ale sistemului, să detecteze și să culeagă informații, să transmită ordine. Structurile complexe necesare în schemele electronice pornesc de la un număr foarte limitat de circuite, fiecare din acestea realizînd o singură funcțiune logică elementară foarte simplă cum ar fi: *și, sau, nu*.

În scopul realizării acestor funcții logice se prevăd diverse tipuri de circuite, cele mai întîlnite utilizînd fie numai elemente cu semiconductoare (diode și tranzistoare), fie numai elemente magnetice, fie atît elemente semiconductoare, cît și materiale magnetice.

Expunerea detaliată a diferitelor tipuri de memorii și circuite logice nu intră în cadrul acestui articol, ea putînd fi găsită în documentațiile de specialitate [1], [2].

1. STRUCTURA GENERALĂ A UNUI SISTEM DE COMUTAȚIE ELECTRONICĂ

În centrala telefonică electronică de mare capacitate se diferențiază circuitele și organele însărcinate cu stabilirea legăturii, cunoscute sub numele de „rețea sau lanț de comutație" și cele care prelucrează informațiile provenite din diferite părți ale sistemului.

Specializarea funcțiilor și organelor, care nu este accentuată în sistemele clasice, tinde să se dezvolte în sistemele de comutație electronică, mai ales prin concentrarea operațiilor de tratare a informațiilor [3].

Această funcție de „concentrare" permite mărirea considerabilă a randamentului joncțiunilor dintre posturile de abonat și centrala propriu-zisă. În general, ocuparea unei linii de abonat, adică randamentul său, este slab chiar la ora încărcată. Din punct de vedere economic este deci avantajos să se realizeze o instalație care să permită concentrarea traficului unui grup de A abonați pe un număr n de linii ($n \ll A$). În loc ca grupul de A abonați să fie conectat direct la centrală prin N linii directe, abonații vor fi legați la un concentrator situat în centrul de greutate al abonaților; concentratorul este conectat în centrală prin n joncțiuni, fiecare abonat putînd avea acces la o joncțiune oarecare din acestea.

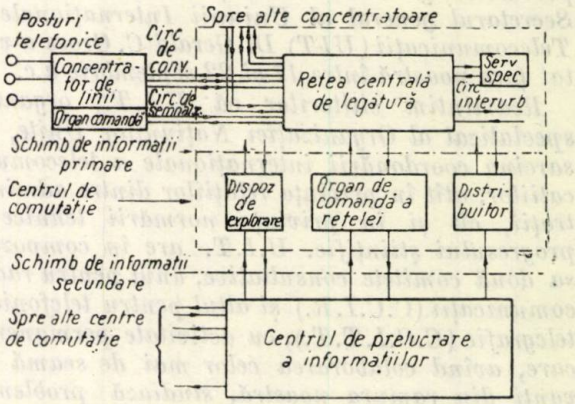


Fig. 1. Schema-bloc a unui sistem de comutație electronic de mare capacitate

Cea de a doua funcție, „comutația", permite realizarea legăturii dintre linia de sosire și cea de plecare. Centrul de comutație trebuie să cuprindă rețeaua centrală de legătură, care stabilește legăturile dintre liniile de concentrație, circuitele de sosire și cele de plecare. La această rețea de legătură sînt asociate:

— dispozitivul de explorare, care este organul de intrare a rețelei și care primește informațiile provenite de la liniile de abonați și de la circuitele de sosire sau plecare;

— distribuitorul, care are rolul unui organ de ieșire, deoarece trimite semnale de comandă și alte semnalizări pe liniile de semnalizare ale concentratoarelor și pe circuite;

— dispozitivele de testare, markerii, etc., care constituie organul de comandă al rețelei.

Funcția mai greu definită în sistemele clasice de comutație, însă care se reliefează net în acelea electronice, este funcția de „prelucrare (tratare) a informațiilor". Prin intermediul dispozitivului de explorare, centrul de comutație primește informații, iar prin distribuitor și organul de comandă trimite instrucțiuni. Pentru elaborarea hotărîrilor și ordinelor, informațiile primite trebuie prelucrate, ținînd seama și de datele înregistrate în dispozitivul de memorare. Partea esențială a centrului de prelucrare a informațiilor este un adevărat calculator electronic, care funcționează într-un timp determinat. Calculatorul trebuie conectat cu o serie de „registre" electronice, care asigură transferul rapid al informațiilor de la calculator spre echipamentele periferice.

Într-un sistem de comutație telefonică de mare capacitate se disting două niveluri de schimb al informațiilor (fig. 1): primar și secundar.

Informaţiile primare se transmit între reţeaua de comutaţie (concentratoare, reţea centrală de legătură) şi organele logice asociate centrului de comutaţie (dispozitiv de explorare, organ de comandă a reţelei, distribuitor). Ele sînt apoi transferate şi tratate în calculatorul central. La acest nivel, informaţiile devin secundare şi apar în cantitate redusă, ceea ce permite unui calculator unic central să comande mai multe centre de comutaţie.

Este evident că schema expusă poate suferi modificări în realizarea altor variante, însă structura sa de bază îşi menţine caracteristicile esenţiale.

În cazul sistemelor de comutaţie de mică capacitate, soluţiile tehnice corespunzătoare vor diferi de cele adoptate pentru centralele mari, deoarece volumul de informaţii este mult mai mic şi nu justifică o concentrare şi o specializare accentuată a mijloacelor de prelucrare.

S-au elaborat studii şi s-au realizat numeroase echipamente experimentale de centrale automate electronice de mică capacitate — pînă la circa 300 linii — (centrala Andrew, centrala Lorentz) [2]. În cele ce urmează se vor analiza trăsăturile specifice ale unor centrale electronice realizate în Franţa şi în Anglia.

2. CENTRALA ELECTRONICĂ TIP LCT DE 240 LINII

Soluţiile aplicate în elaborarea centralei de 240 linii [4] vor da posibilitatea extinderii lor în cadrul centralelor de mare capacitate (mii de linii).

Circuitul de convorbire. Acesta cuprinde două trepte de selecţie, utilizînd diodele cu gaz cu catod rece ca puncte de contact electronic (fig. 2).

Prima treaptă (I) îndeplineşte funcţiile de concentrare a liniilor; ea constă din 6 grupuri de cîte 40 linii. Fiecare grup cuprinde o matrice dreptunghiulară cu 40 coloane de cîte 10 diode cu gaz, care au acces la 10 joncţiuni intermediare.

Etajul următor (II) realizează funcţia de gradare a joncţiunilor. Două — indiferent care — din totalul de 60 joncţiuni intermediare se pot conecta între ele cu ajutorul unei matrice triunghiulare de gradare cu 60 intrări şi 60 ieşiri, formată din 1 770 tuburi. Stabilirea legăturii între două linii de abonat se poate realiza conectînd fiecare linie la o joncţiune intermediară din grupul său şi legînd cele două joncţiuni între ele prin matricea triunghiulară.

Alimentarea tuburilor se face în curent continuu pentru fiecare etaj. Matricele de concentrare au anodele legate la masă, iar catodele la tensiunea de — 115 V. Pentru a da o anumită polarizare firelor orizontale şi celor verticale din matricea de gradare, este necesar un cuplaj printr-un transformator (T sau T_1) cu două înfăşurări secundare; catodele diodelor cu gaz se leagă prin firele verticale la tensiunea de — 115 V, iar anodele, la masă prin firele orizontale.

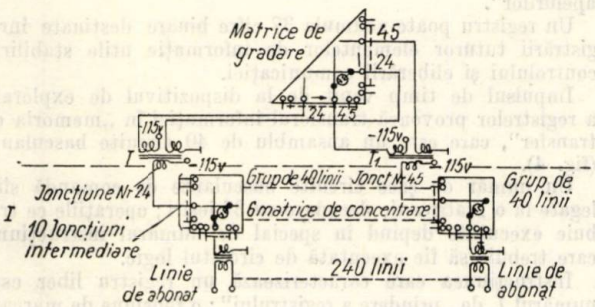


Fig. 2. Circuitul de convorbire al centralei de 240 linii

Joncţiunile se numerotează în modul indicat în figura 2, iar legătura se efectuează prin dioda respectivă.

Circuitul de comandă al centralei electronice este elaborat în scopul de a îndeplini mai multe funcţiuni dintre care: supravegherea liniilor pentru detectarea chemătorului, înregistrarea numărului chemat, transmiterea tonurilor, găsirea unei căi libere de legătură, stabilirea comunicaţiei şi eliberarea acesteia.

Circuitul logic unic al centralei electronice cu diviziune în timp explorează periodic liniile pentru a detecta apelul după un timp de aşteptare imperceptibil. S-a ales un interval de 528 ms ca perioadă între două explorări ale aceleiaşi linii, iar ca durată între două explorări de linii consecutive a rezultat $\frac{528}{240} = 2{,}2$ ms.

Pentru a nu modifica discul clasic de abonat, care produce impulsuri de curent de 33 ms la fiecare 100 ms şi în scopul de a uşura atît supravegherea cît şi eliberarea convorbirii, registrul rămîne legat la linia chemătoare în tot timpul convorbirii. Numărul de registre este egal deci cu numărul de convorbiri simultane posibile (30 registre). În perioada de 2,2 ms sînt explorate o linie şi trei registre, durata fiecărei explorări fiind de $\frac{2{,}2}{4} = 0{,}55$ ms; în acest timp circuitul logic recunoaşte starea organului explorat şi are loc executarea instrucţiunilor pentru acţionarea elementelor sistemului.

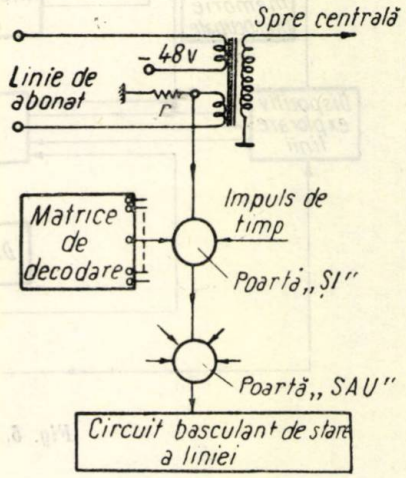


Fig. 3. Circuitul de linie al dispozitivului de explorare

O instrucţiune reprezintă o operaţie complexă, împărţită într-o serie determinată de acţiuni elementare.

Intervalul de explorare este el însuşi divizat în 16 părţi de cîte 34 μs, denumite poziţii de timp, fiecare din acestea

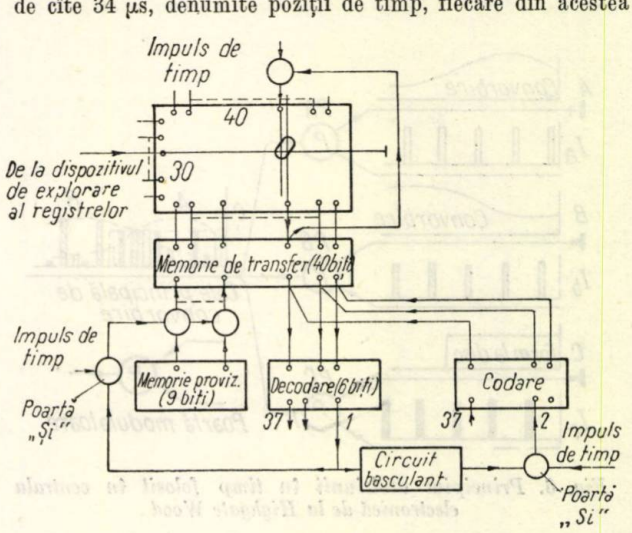


Fig. 4. Memoria stării apelurilor

fiind consacrată unei acţiuni elementare comandată de către un impuls de timp de 20 μs, urmat de o pauză de 14 μs.

Funcţionarea circuitului de comandă este sincronizată de un circuit central de orlogerie, acţionînd în permanenţă.

Impulsurile de timp cu perioada de 34 μs sînt furnizate de un oscilator sinusoidal cu frecvența de 29 kHz și sînt înregistrate în cod binar, într-un ansamblu de patru circuite basculante montate sub formă de contor. Acesta este legat la rîndul său cu alte două contoare formate tot din circuite basculante. Primul contor înregistrează numerele diverselor linii explorate sub forma a nouă cifre binare, iar cel de al doilea acumulează numerele registrelor (01 la 30) traduse global într-un total de cinci cifre binare.

Contorul impulsurilor de timp, contorul de linie și cel de registru sînt legate cu o matrice de decodare cu diode; cu ajutorul acesteia, impulsurile de timp sînt trimise pe conductorul de ieșire necesar. De asemenea, indicarea liniei sau a registrului de explorat în cele 0,55 ms este realizată prin marcarea firului de ieșire corespunzător.

Prin firul de ieșire al matricei de decodare se va comanda astfel deschiderea porților cu diode ale circuitului logic.

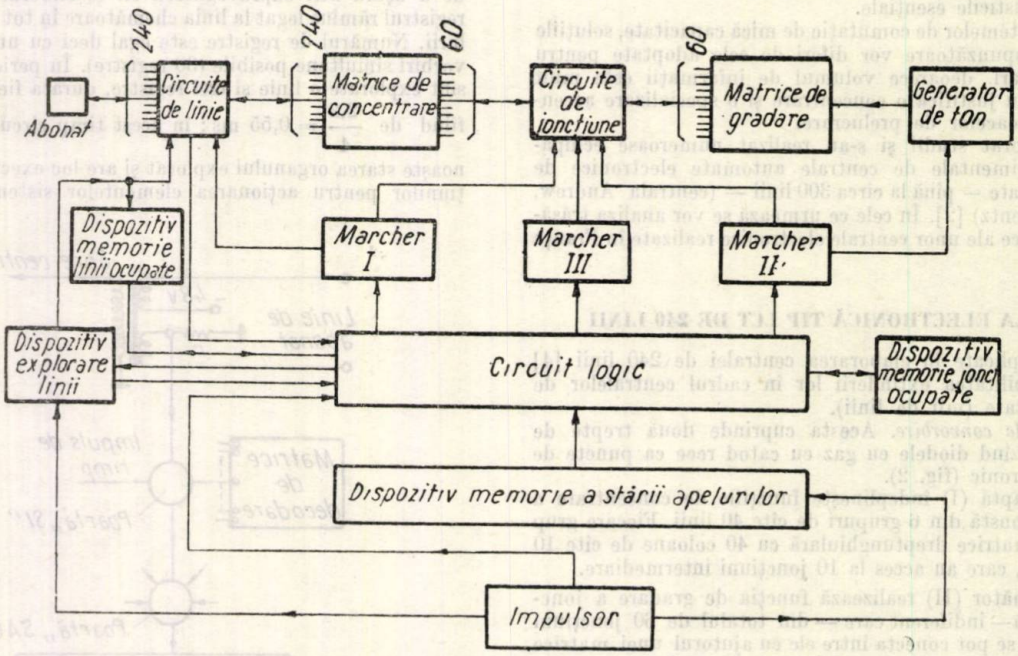


Fig. 5. Schema-bloc a centralei de 240 linii

Dispozitivul de explorare a liniilor este format din trei părți principale: matricea de decodare a numărului de linie — descrisă anterior —, circuitele individuale de test și circuitul basculant indicator al stării liniei (deschisă sau închisă).

În figura 3 este arătat circuitul individual de linie care permite testarea fiecărei linii pentru a obține informația căutată. Închiderea buclei abonatului chemător face să apară o diferență de potențial la bornele rezistenței *r*. Această informație, precum și semnalul de marcare a liniei sînt primite de poarta „SI" cu diode, care lasă să treacă un impuls de timp dacă linia este marcată și bucla închisă. Impulsul situează circuitul basculant „starea liniei" în poziția „bucla închisă", după ce trece printr-un ansamblu de porți „SAU", circuitul basculant fiind comun tuturor liniilor.

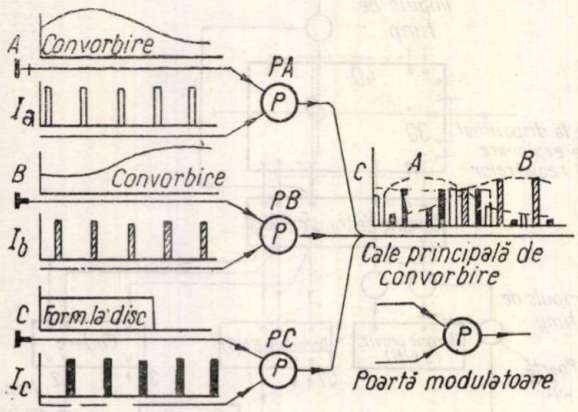


Fig. 6. Principiul diviziunii în timp folosit în centrala electronică de la Highgate Wood

Dispozitive de memorare. Deoarece nu este suficientă numai identificarea noilor apeluri, ci trebuie să fie găsită o linie liberă de la explorarea precedentă, este necesar un circuit de memorie care să înregistreze starea de ocupare a liniilor. Acest memorator al liniilor ocupate constă din 240 toruri de ferită așezate într-o matrice dreptunghiulară 16×15.

După identificarea liniei chemătoare, acesteia i se atribuie unul din cele 30 registre compuse fiecare din cîte 40 toruri de ferită, care formează ceea ce se numește „memoria stării apelurilor".

Un registru poate acumula 37 cifre binare destinate înregistrării tuturor elementelor de informație utile stabilirii, controlului și eliberării comunicației.

Impulsul de timp venit de la dispozitivul de explorare a registrelor provoacă transferul informației în „memoria de transfer", care este un ansamblu de 40 circuite basculante (fig. 4).

Un număr de șase circuite basculante de comandă sînt legate la o matrice de decodare cu 37 ieșiri; operațiile ce trebuie executate depind în special de numărul instrucțiunii care trebuie să fie executată de circuitul logic.

Instrucțiunea care caracterizează un registru liber este numărul *1*, de „prindere a registrului"; o tensiune de marcare permite impulsului de timp să deschidă porțile care leagă memoria provizorie cu primele nouă circuite basculante din memoria de transfer, înscriind numărul. Pentru a trece de la instrucțiunea *1* la instrucțiunea *2*, un impuls șterge numărul înscris, după care intervine matricea de codare; un impuls de timp produce înscrierea instrucțiunii *2*. Acest proces se repetă pentru toate succesiunile de instrucțiuni.

Fără a mai cita instrucțiunile următoare, trebuie menționat că restul de 35 instrucțiuni comandă diverse operațiuni ale elementelor centralei pînă la stabilirea completă a legăturii, cum ar fi: testul abonatului chemat, căutarea jonc-

țiunii libere în grupul liniei chemate, trimiterea tonului de sonerie, acționările markerilor, supravegherea convorbirii.

Schema-bloc a centralei. Subansamblurile descrise anterior sînt reprezentate în figura 5, unde ele apar conectate pentru funcționare. În partea superioară se află elementele circuitului de convorbire. În centrul schemei se află circuitul logic, care primește informațiile de la diversele memorii, de la dispozitivul de explorare a liniilor, dînd comenzi markerilor I, II și III, cît și semnalele de sincronism de la sursa de impulsuri (impulsor).

Pentru interconectarea cu rețeaua telefonică publică, apelurile de plecare și sosire se efectuează prin intermediul telefonistei.

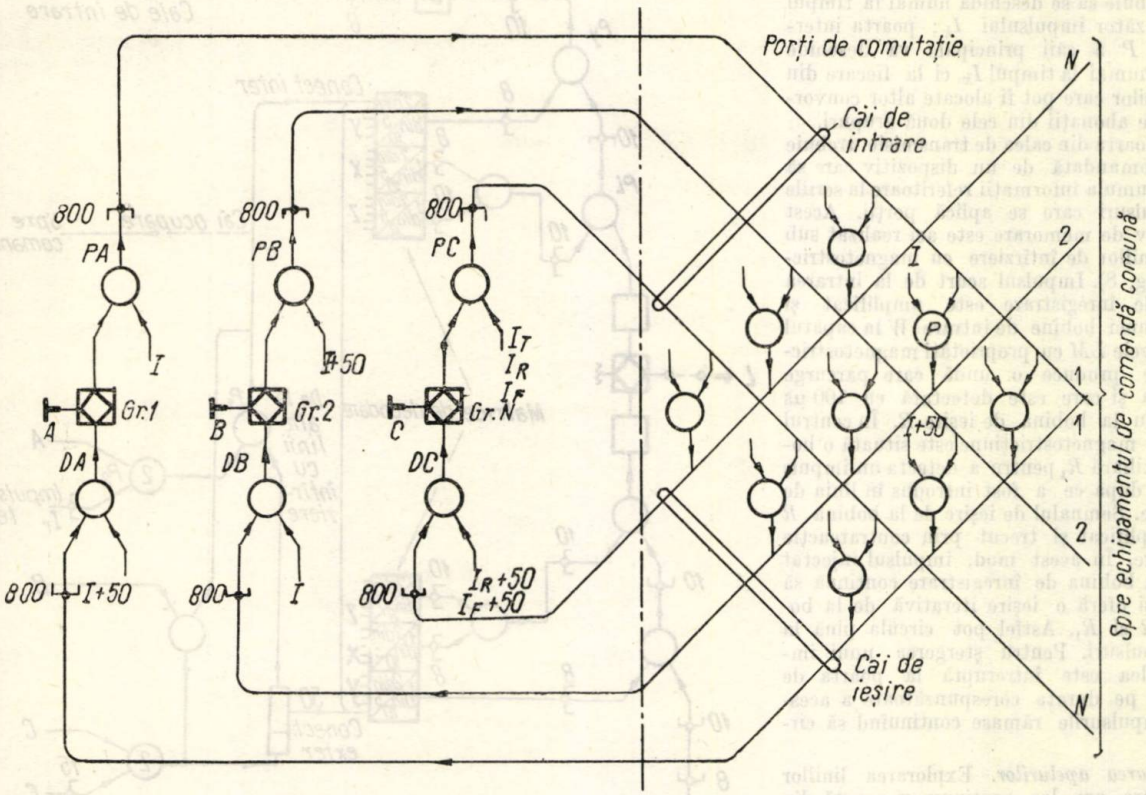


Fig. 7. Principiul de funcționare a sistemului căilor principale comutate

3. CENTRALA TELEFONICĂ ELECTRONICĂ DE 600 LINII

Dată în exploatare la 12 decembrie 1962, centrala telefonică electronică instalată la Highgate Wood este construită în sistemul cu diviziune în timp, cu comutarea căilor principale. În prezent centrala deservește 600 linii, însă este astfel proiectată încît să poată fi extinsă pînă la 20 000 linii [5].

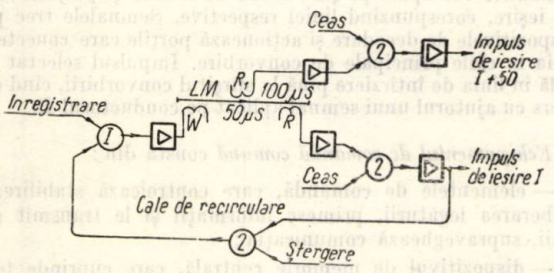


Fig. 8. Schema-bloc a circuitului liniei de întîrziere — L M : linie magnetostrictivă

Căile principale de comunicație (echivalentul circuitelor de cordon) sînt divizate în timp, fiecărei convorbiri fiindu-i repartizat un anumit interval de timp sau o cale definită de un șir de impulsuri. La apariția fiecărui impuls din serie, acesta este modulat în amplitudine de unda de convorbire, astfel încît de-a lungul căii principale de convorbire se transmit impulsuri care simulează unda de convorbire. Modularea are loc la intervale de 100 μs, adică o frecvență de repetare a impulsurilor de 10 kHz.

Convorbirea produsă de la sursa *A* este modulată prin seria de impulsuri I_a spre poarta modulatoare *PA*, conectată la calea principală de convorbire (fig. 6). În mod similar, convorbirile de la sursele *B* și *C* sînt modulate de seriile de impulsuri I_b și I_c, impulsurile modulate întrepătrunse apărînd pe calea comună de convorbire. Formele de undă originale, care pot fi reconstituite la capătul de recepție prin sincronism, sînt indicate prin liniile întrerupte din figură.

Centrala constă dintr-un număr de căi principale de interconexiune, fiecare din acestea deservind un grup de linii, adică abonați și joncțiuni. Fiecare cale principală din acest sistem poate purta un trafic de 60...65 Erlangi, numărul de linii dintr-un grup variind între 200 și 1 000 linii.

Căile principale de convorbire sînt interconectate prin intermediul porților de comutație.

Convorbirea de la un abonat din grupul *1* către un abonat din grupul *2* trece prin poarta modulatoare *PA* a liniei *A* din grupul *1* și prin poarta intermediară *P* spre poarta demodulatoare *DB* a liniei *B* din grupul *2* (fig. 7), utilizînd calea I de impulsuri. Prin diviziunea în timp se obțin 100 căi de impulsuri.

Numerotînd impulsurile I_1, $I_2 \ldots I_k \ldots I_{100}$, convorbirea în sensul invers trece prin porțile acționate la timpul de impuls $I_k + 50$. Scopul utilizării unei poziții diferite a impulsului pentru fiecare sens de transmisie este de a se evita recepționarea propriei convorbiri, adică efectul local.

Comanda legăturilor. Considerînd convorbirea între abonatul *A* şi abonatul *B* pe calea principală de intrare *1* din grupul *1* şi cea de ieşire *2* din grupul *2* cu utilizarea timpului căii *I* (fig. 7), este posibil ca la un anumit moment alte convorbiri să folosească aceleaşi căi principale. Poarta *PA* a abonatului *A* şi *DB* a abonatului *B* trebuie să se deschidă numai la timpul corespunzător impulsului I_k; poarta intermediară *P* a căii principale va deschide însă nu numai la timpul I_k, ci la fiecare din timpii căilor care pot fi alocate altor convorbiri între abonaţii din cele două grupuri.

Deci poarta din calea de transmisie trebuie să fie comandată de un dispozitiv care să poată acumula informaţii referitoare la seriile de impulsuri care se aplică porţii. Acest dispozitiv de memorare este aci realizat sub forma liniilor de întîrziere cu magnetostricţiune (fig. 8). Impulsul scurt de la intrarea porţii de înregistrare este amplificat şi aplicat unei bobine de intrare *W* la capătul unei vergele *LM* cu proprietăţi magnetostrictive; se produce o undă care parcurge vergeaua şi care este detectată cu 100 μs mai tîrziu la bobina de ieşire *R*. În centrul liniei cu magnetostricţiune este situată o bobină auxiliară R_1 pentru a detecta un impuls la 50 μs după ce a fost introdus în linia de întîrziere. Semnalul de ieşire de la bobina *R* este amplificat şi trecut prin contrareacţie la intrare. În acest mod, impulsul injectat odată în bobina de înregistrare continuă să circule şi oferă o ieşire iterativă de la bobinele *R* şi R_1. Astfel pot circula pînă la 100 impulsuri. Pentru ştergerea unui impuls, calea este întreruptă la poarta de ştergere pe durata corespunzătoare a acestuia, impulsurile rămase continuînd să circule.

Detectarea apelurilor. Explorarea liniilor de intrare are loc continuu şi constă din aplicarea unui impuls de test fiecărei porţi modulatoare *PA*, *PB*, etc. (fig. 7) pentru detectarea condiţiei liniei. Cînd linia este explorată şi începe o nouă convorbire, impulsul de test este dirijat spre calea principală, chemătorul fiind astfel conectat la un registru.

Nefiind economic să se prevadă o linie individuală de întîrziere pentru fiecare circuit de linie de abonat, se utilizează un sistem de codare. Centrala cuprinde un grup de 800 linii, divizate în 8 subgrupuri de cîte 100 linii, fiecare aranjat în 10 şiruri şi 10 coloane. Poziţia echipamentului unei linii din grup poate fi deci definită ca un număr *ZXY* din 3 cifre, în care *Z* reprezintă subgrupul, *X*— coloana, iar *Y* — şirul. În centrala electronică, relaţia dintre numerele abonaţilor şi poziţiile echipamentului lor din centrală este înscrisă şi înregistrată pe un tambur magnetic. Fiecare pistă de pe tambur este divizată în 100 părţi, cîte una pentru fiecare linie din subgrup; unui subgrup îi sînt repartizate 4 piste. Pe măsură ce tamburul se roteşte, informaţiile (număr, tip de linie, etc.) apar într-o serie definită la ieşire pe capetele de citire; poziţia tamburului într-un anumit moment defineşte numărul *Z X Y* al unei anumite linii.

În scopul explorării şi selecţiei, liniile de întîrziere sînt grupate în trei ansambluri de cîte cinci linii. În figura 9 este reprezentată o singură linie cu întîrziere în dispozitivul *Y*; fiecare grup de linii de întîrziere este conectat la două matrice de decodare care convertesc combinaţiile „2 din 5" în semnale „1 din 10".

Prin rotaţia tamburului sînt generate forme de undă corespunzătoare codului *Z X Y* al liniei care se explorează; acestea se trimit pe şase din cele 15 borne tipizate prin borna *A* din figură. Dacă linia nu este ocupată, un generator de impulsuri de test trimite un impuls I_T spre poarta P_2; acesta apare la ieşirile porţilor P_1 ale fiecăreia din cele cinc linii de întîrziere. Semnalele de ieşire sînt decodate, iar în cazul terminalelor *X* şi *Z* sînt combinate pentru a selecta atît poarta de linie *PL* a circuitului de abonat definit de subgrupul *Z* şi coloana *X*, cît şi poarta *PY* corespunzătoare şirului de zece echipamente de linie din care face parte şi abonatul căutat.

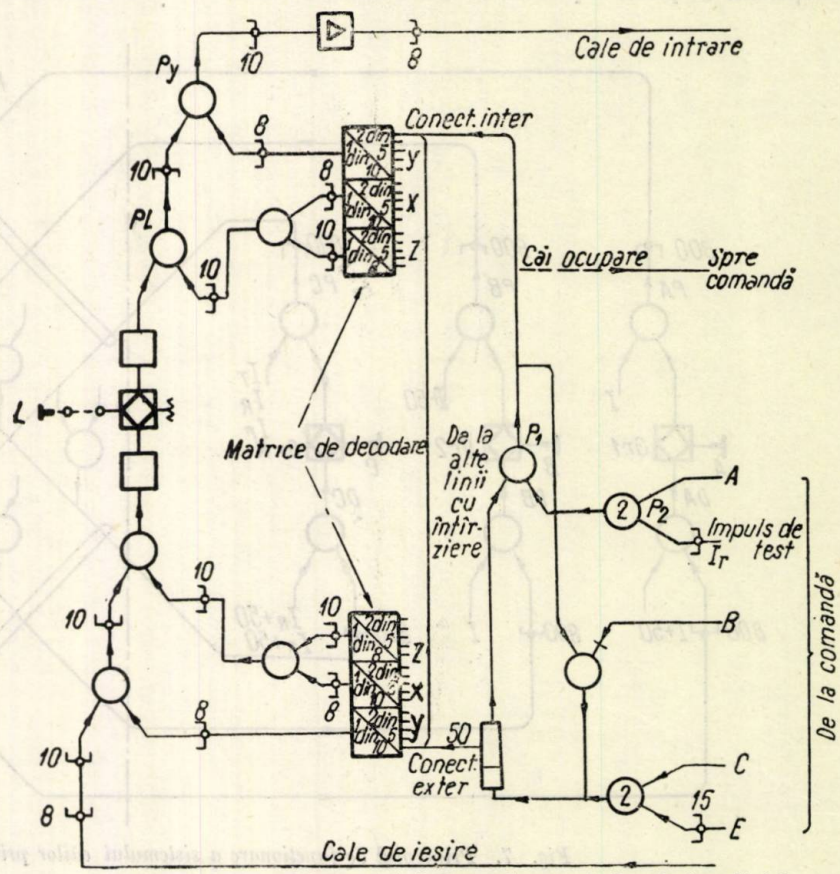


Fig. 9. Schema-bloc a echipamentului de explorare şi de selecţie a liniei

Dacă linia de abonat *L* are bucla închisă, impulsul de test este dirijat prin poartă spre calea principală de convorbire şi este detectat de echipamentul de comandă comună. Impulsul de test este împiedicat de a circula în linia de întîrziere de către un semnal care parcurge firul *B*.

Pentru stabilirea legăturii, codul *Z X Y* de la tambur este convertit de la o serie de stări în timp la distribuţia în spaţiu a stărilor simultane, pe un număr de şase din cele 15 terminale caracterizate de borna *C*. Prin borna comună *E*, un dispozitiv selector de cale trimite un impuls corespunzător, care circulă în grupul de şase din cele 15 linii de întîrziere; semnalele vor apare pe şase borne de intrare şi pe şase borne de ieşire, corespunzînd liniei respective. Semnalele trec prin dispozitivele de decodare şi acţionează porţile care conectează linia la căile principale de convorbire. Impulsul selectat circulă în linia de întîrziere pînă la sfîrşitul convorbirii, cînd este şters cu ajutorul unui semnal aplicat pe conductorul *B*.

Echipamentul de comandă comună constă din:

— elementele de comandă, care controlează stabilirea şi eliberarea legăturii, primesc informaţii şi le transmit spre linii, supraveghează comunicaţia;

— dispozitivul de memorie centrală, care cuprinde toate informaţiile permanente şi semipermanente în legătură cu liniile şi joncţiunile.

Cînd abonatul formează numărul, impulsurile sale de disc întrerup seria de impulsuri I_R pe calea principală de intrare la poarta modulatoare *PC* (fig. 7). Întreruperile discului sînt numărate şi acumulate în registru, care le trimite la memoria

centrală. Dacă apelul este destinat unei joncțiuni de ieșire, se primește un semnal de translație împreună cu numărul de echipament al circuitului de ieșire, adică împreună cu poziția sa pe tambur; pentru convorbirile locale nu sînt necesare translații.

Convorbirea se stabilește printr-o modificare a impulsului pe calea principală a chemătorului; în timp ce o convorbire

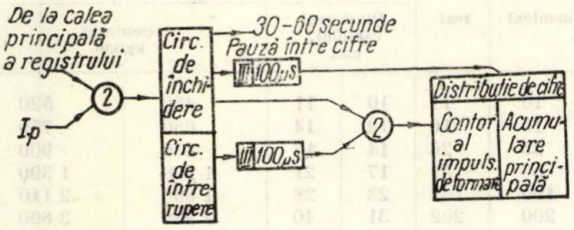


Fig. 10. Schema-bloc a echipamentului de registru

este în curs de stabilire, pot fi utilizate în serie trei impulsuri de căi diferite: pentru detectarea convorbirii, pentru conectarea registrului și pentru completarea căii de convorbire.

Registrul utilizează linii de întîrziere de 900 μs pentru acumulări de date. Dispozitivele de acumulare sînt situate în grupuri de cîte patru și sînt divizate în nouă secțiuni de 100 bit pentru a furniza o acumulare de nouă cifre pentru 100 registre (fig. 10). Singura cale principală a registrului, prin care sînt primite impulsuri de disc pentru 100 căi, este intrarea în registru.

Impulsurile de disc sînt numărate și explorate cu ajutorul liniilor de întîrziere de 100 μs înainte de a fi acumulate în serie. Un distribuitor electronic îndrumă cifrele formate succesiv în secțiunile 1, 2, 3, 4 etc., astfel încît numărul abonatului dorit este acumulat în formă binară. Registrul posedă circuite logice asociate, care prelucrează apelul în concordanță cu clasa de serviciu și cu cifrele formate.

Centrala electronică realizată are caracter experimental și din acest motiv cantitatea de elemente componente utilizate este foarte mare și anume: 3 000 tuburi electronice, 26 000 tranzistoare, 150 000 diode, 148 000 rezistențe, 50 000 condensatoare.

4. POSTUL TELEFONIC ÎN COMUTAȚIA ELECTRONICĂ

Pentru realizarea postului telefonic utilizabil în comutația electronică se pun probleme speciale.

Postul telefonic obișnuit, posedînd o sonerie electromecanică, necesită un semnal de apel (17 Hz) de putere relativ mare, care nu poate fi transmis printr-o rețea de legătură complet electronică. De aceea, în diverse țări, s-au făcut experimentări asupra unor noi tipuri de posturi.

Astfel, soneria telefonică a fost înlocuită printr-un mic difuzor care poate fi cuprins în aparatul telefonic și care — în momentul apelului — difuzează un semnal în frecvență vocală cu un nivel sonor destul de ridicat. Semnalul constă dintr-o undă sinusoidală de 800 sau 1 000 Hz, modulată printr-un semnal de joasă frecvență și întreruptă în ritm de 2 μs.

Nivelul sonor al soneriei electronice nu depinde de lungimea liniei de abonat. Pentru reglajul nivelului, s-a introdus în aparat un amplificator de sonerie cu două tranzistoare sau cu un tranzistor de putere.

Un alt tip de post telefonic conține o claviatură în loc de disc, pentru a accelera formarea numărului; apăsarea unei clape produce trimiterea unui cod de frecvențe, caracteristic cifrei indicate pe clapă.

* * *

După depășirea stadiului experimental, tehnica electronică în comutația telefonică va trebui să confirme avantajele pe care le promite de pe acum: economie, precizie, rapiditate, automatizare a întreținerii etc. În afară de acestea, electronica va oferi noi posibilități pentru realizarea centralelor de mare capacitate, cu randament ridicat.

BIBLIOGRAFIE

[1] CĂTUNEANU, V. M. *Considerații asupra teoriei algebrice a circuitelor de comutație cu miezuri magnetice.* Telecomunicații, nr. 4, 1962.

[2] NISSIM, S. *Sisteme moderne de comutație telefonică automată.* Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, București, 1962.

[3] LIBOIS, L. J. *Comutația electronică.* La technique moderne, nr. 9, septembrie, 1962.

[4] GOUDET, G. *Un comutator telefonic automat cu 240 linii complet electronic.* L'Onde Électrique, nr. 399, iunie, 1960.

[5] BROADHURST, S. W. *Centrala telefonică electronică de la Highgate Wood.* The Post Office Electrical Engineers' Journal, vol. 55, ianuarie, 1963.

Ing. CONSTANTIN CRUCERU

Realizări și perspective în industria cablurilor de telecomunicații din R.P.R.

Pentru satisfacerea necesităților economiei naționale cu cabluri și conductoare de telecomunicații s-a creat, în anul 1950, Fabrica de cabluri și materiale electroizolante din București

Pornind de la un profil de fabricație restrîns, F.C.M.E. a produs an de an cantități sporite de cabluri pentru telecomunicații, contribuind astfel la dezvoltarea crescîndă a comunicațiilor în R.P.R.

În prezent ne aflăm într-o perioadă de puternic avînt al industriei. În dezvoltarea telecomunicațiilor această perioadă se desfășoară sub egida desăvîrșirii construcției socialismului. Industrializarea intensă a diferitelor regiuni ale țării reclamă cantități sporite de cabluri telefonice urbane de o mare diversitate de tipuri și dimensiuni.

În domeniul transmisiunilor interurbane s-au înregistrat mari progrese tehnice. Pe circuitele din cabluri, în loc de o cale vocală sau un sistem cu număr mic de căi, trebuie să funcționeze 60 sau 120 de canale. Se construiesc astăzi cabluri de telecomunicații care duc pe un singur fascicul 300, 600 sau 1 920 căi.

Rezultate frumoase au fost obținute în domeniul radioteleviziunii, domeniu care solicită de asemenea cantități mari de conductoare pentru telecomunicații.

Cerinţele de cabluri pentru telecomunicaţii satisfăcute de F.C.M.E. în perioada anilor 1950—1964 au ţinut seama de dezideratele MTTc şi ale unităţilor acestuia, asigurînd în bună măsură reţeaua de telecomunicaţii din ţară cu cantităţi sporite de cabluri urbane, cabluri de radiocomunicaţii, conductoare pentru conexiuni ş.a.

REALIZĂRI OBŢINUTE ÎN FABRICAREA CABLURILOR DE TELECOMUNICAŢII ÎN ŢARĂ

Cabluri telefonice urbane

Extinderea reţelei de telefonie şi telegrafie, mecanizarea şi automatizarea proceselor tehnologice în industrie, introducerea comenzilor la distanţă a utilajelor şi instalaţiilor, au impus asimilarea în cadrul F.C.M.E. a multor tipuri de cabluri pentru telecomunicaţii cum sînt: cabluri telefonice urbane izolate cu hîrtie şi mase plastice, cabluri de radiofrecvenţă ş.a.

Cablurile telefonice urbane se fabrică în ţară din anul 1951, obţinîndu-se în prezent cabluri telefonice pînă la 200 circuite, armate şi nearmate, tip CTU, CTUI, CTUB şi CTUBI (STAS nr. 6006—59).

Cablurile de tip urban fabricate sînt utilizate în cantităţi mari în reţele telefonice, servind la înlocuirea liniilor aeriene şi la extinderea reţelelor centralelor telefonice.

Prin măsurile tehnice şi organizatorice luate în perioada planului de şase ani, producţia de cabluri telefonice urbane a crescut în anul 1964 faţă de 1951 de peste şapte ori.

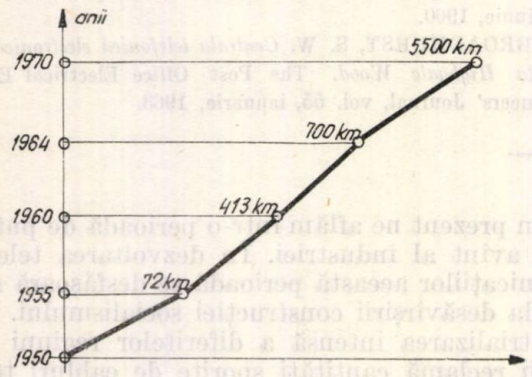


Fig. 1. Diagrama creşterii producţiei cantitative de cabluri telefonice în perioada 1950—1970

Au fost asimilate cabluri telefonice urbane izolate cu hîrtie pînă la 200 perechi de tip CTU (fig. 2) şi cabluri telefonice izolate în PVC tip CTYY pentru schimbător (fig. 3).

Construcţia şi datele constructive ale cablurilor CTU şi CTYY sînt date în tabelele 1 şi 2.

Concomitent cu cablurile telefonice urbane pentru schimbător, au fost asimilate şi date în fabricaţie cablurile telefonice pentru repartitor tip CTRYY şi CTRYP (fig. 4).

Tabela 1

Construcţia cablurilor CTU

Numărul perechilor		Diametrul conductorului mm			
		0,5	0,6	0,5	0,6
nominal	real	Diametrul cablului, mm		Greutatea, kg/km	
10	11	10	11	430	520
15	16	12	14	650	750
25	26	14	17	800	900
50	51	17	21	1 130	1 390
100	101	23	28	1 690	2 110
200	202	31	40	2 980	3 890

Datele constructive de cabluri CTRYY şi CTRYP sînt date în tabela 3.

O importanţă deosebită s-a acordat îmbunătăţirii sistematice a calităţii prin reproiectarea

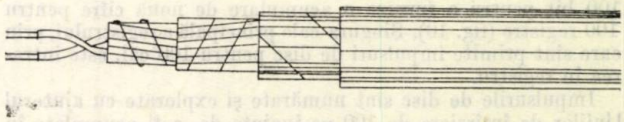


Fig. 2. Cablu telefonic urban cu izolaţie de hîrtie simbol CTU

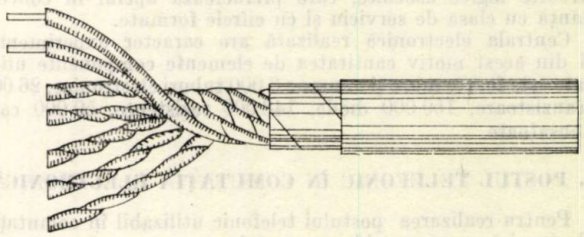


Fig. 3. Cabluri telefonice de schimbători cu izolaţie şi manta de PVC

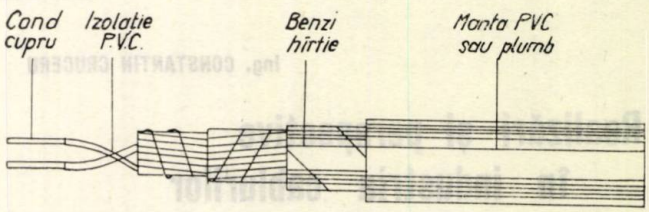


Fig. 4. Cabluri telefonice de repartitor cu izolaţie din clorură de polivinil

vechilor tipuri de cabluri telefonice şi asigurîndu-se astfel parametrii electrici superiori.

În comparaţie cu vechiul tip de cablu telefonic urban izolat cu hîrtie, fabricat în anii 1951—1955, s-au obţinut noi tipuri de cabluri telefonice urbane izolate cu hîrtie cu caracteristici electrice îmbunătăţite şi cu o greutate pe km mai mică (tabela 4).

Din examinarea datelor comparative prevăzute în tabela 4 se constată că tipul de cablu

telefonic urban CTU 100 × 2 × 0,6, reproiectat posedă parametrii primari net superiori, iar gabaritul cablului scade economisindu-se o importantă cantitate de plumb care, în perioada 1960—1964, se evaluiază la circa 50 t de plumb.

Tabela 2

Construcţia cablurilor CTYY

Tipul cablului	Nr. elementelor	Diametrul conductorului, mm	Diametrul exterior, mm	Greutatea, kg/km
CTYY—I	21 cond.	0,5	9,3	100
	21 cond.	0,6	9,9	130
CTY —II	6	0,5	8,3	80
	11	0,5	10,5	120
	12	0,5	10,5	130
	21	0,5	14,5	190
	31	0,5	15,2	280
	32	0,5	15,8	300
	42	0,5	19	390
	46	0,5	19,2	420
	52	0,5	21,5	470
	105	0,5	28,5	620
	6	0,6	8,8	100
	12	0,6	11,4	160
	21	0,6	15,5	250
	32	0,6	17,2	380
	42	0.6	20,4	510
	76	0,6	25,6	870
	6	0,9	11,6	170
	13	0,9	12	320
	21	0,9	21,6	480
	42	0,9	28,6	1010

Tabela 3

Construcţia cablurilot CTRYY (de repartitor)

Tipul cablului	Felul mantalei	Nr. de perechi şi diametrul conductorului, mm	Diametrul exterior, mm	Greutatea, kg/km
CTRYY	PVC	6×0,6	8,8	100
		7×0,6	9,0	110
		10×0,6	11,5	130
		12×0,6	11,6	150
		14×0,6	12,1	170
		16×0,6	12,5	200
		19×0,6	13,1	220
CTRYP	Plumb	24×0,6	15,8	1 010
		27×0,6	16,3	1 110
		30×0,6	16,8	1 170
		33×0,6	17,4	1 250
		37×0,6	18,0	1 290
		44×0,6	20,1	1 480
		48×0,6	20,2	1 530
		52×0,6	20,3	1 610
		61×0,6	22,2	1 760
		70×0,6	24,2	1 950
		75×0,6	24,7	2 100
		80×0,6	25,3	2 180
		102×0,6	28,7	2 560

Obţinerea unor cabluri telefonice urbane izolate cu hîrtie cu caracteristici îmbunătăţite, a fost posibilă ca urmare a unor noi procedee tehnologice aplicate la uscarea cablurilor telefonice. Practicînd uscarea concomitentă a cablurilor izolate cu hîrtie ţinute sub vid la 3 × × 10^{-2} mm col Hg, cu ajutorul curentului electric şi al unei instalaţii de încălzire cu vapori

Tabela 4

Caracteristicile cablului CTU reproiectat

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	U/M	Cablu CTU 100 × 2 × 0,6 izolat cu hîrtie (Ø conductor = 0,6 mm)	
			înainte de reproiectare	după reproiectare
1	Rezistenţa de izolaţie	MΩ/km	2 000	9 000
2	Capacitatea electrică	MF/km	0,083	0,065
3	Pierderile în dielectric (tg δ), %	%	0,02	0,0078
4	Diametrul cablului peste mantaua de plumb	mm	23	22
5	Greutatea cablului în cămaşă de plumb	kg/km	1 800	1 600
6	Economia de plumb obţinută după proiectare	200 kg/km		

la 120°C, s-a folosit hîrtie de cablu cu o grosime mai mică faţă de vechile tipuri şi anume hîrtie de izolaţie cu o grosime de 0,05 mm faţă de 0,065—0,08 mm. Aceasta a permis reducerea gabaritului cablului şi micşorarea greutăţii acestuia.

Pentru mărirea rezistenţei la vibraţie a cablurilor urbane învelite în plumb s-a mărit procentul de antimoniu în compoziţia mantalelor de plumb de la 0,2% la 0,4%. Rezultatele obţinute în exploatarea unor astfel de cabluri telefonice au fost mult mai bune.

Avantaje tehnice şi economice importante au fost obţinute prin punerea în fabricaţie a seriei de cabluri izolate şi protejate cu PVC, asimilate în anul 1961.

Au fost de asemenea reproiectate cablurile de semnalizare şi blocaj necesare reţelei de cale ferată. Economia anuală de plumb şi benzi de armare s-a evaluat la 10 t plumb şi 4 t benzi de armare.

Pentru punerea în fabricaţie a cablurilor telefonice izolate cu materiale plastice au fost date în funcţie numeroase utilaje moderne şi în special extrudere pentru materiale plastice (fig. 5 şi 6).

Extruderele folosite permit asigurarea unui centraj corespunzător al conductorului izolat,

eliminînd excentricităţile şi deci grosimile radiale neuniforme ale izolaţiei. În cazul mantalelor de PVC ale cablurilor telefonice de repartitor şi de staţie este necesar să se menţioneze că în prezent acestea se execută sub vid, în formă

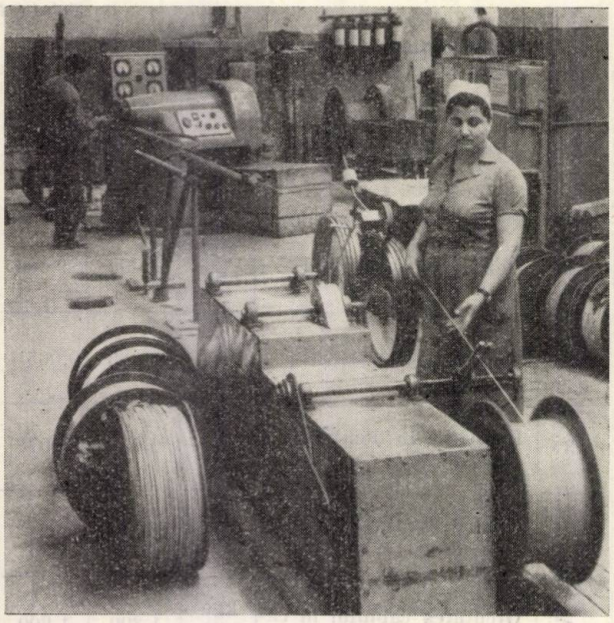


Fig. 5. Extruder pentru izolat cu PVC cabluri CTYY

de tub perfect cilindric, în interiorul căruia intră fasciculul de circuite cablate.

La fabricarea cablurilor telefonice cu mai multe conductoare precum şi a sîrmelor de conexiuni izolate în PVC este necesară colorarea diferitelor conductoare. Pentru mărirea numărului de conductoare cu culori diferite ale cablurilor cu multe perechi, s-au elaborat o serie de metode. Una din ele este colorarea prin aplicarea simultană a materialelor plastice de diferite culori, în timpul aplicării izolaţiei. În acest scop, în industria noastră de cabluri pentru telecomunicaţii folosim extruderele cu două capete convergente. O colorare mai distinctă a conductoarelor se obţine prin aplicarea unei izolaţii în două sau trei culori la prese, cu două şuruburi elicoidale. Agregatul cu două şuruburi elicoidale pentru aplicarea izolaţiei bicolore este format de fapt, aşa cum s-a menţionat, din două extrudere independente, care funcţionează pe acelaşi cap perpendicular.

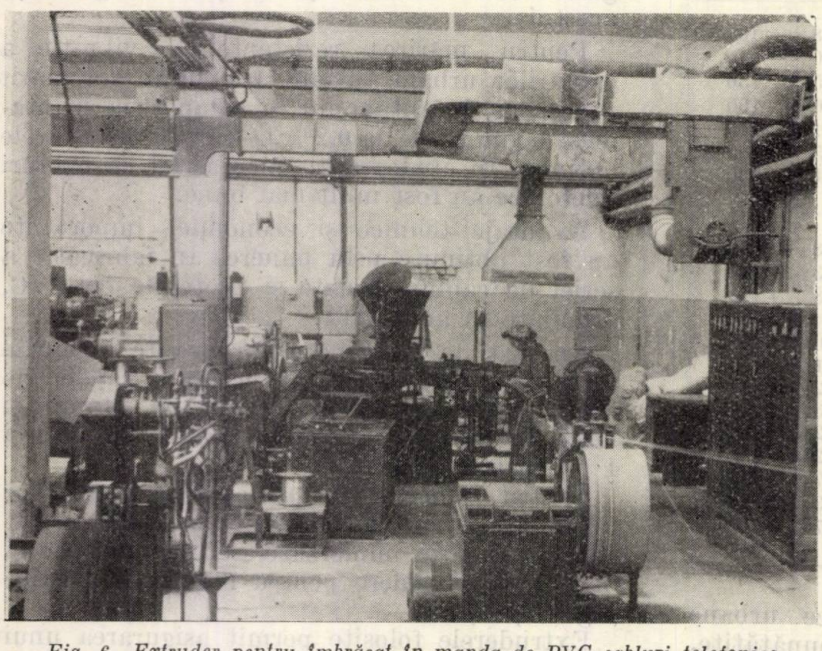


Fig. 6. Extruder pentru îmbrăcat în manda de PVC cabluri telefonice CTYY, CRYY ş.a.

Cabluri pentru radioficare

Cablurile pentru radioficare se execută în fabrică cu conductoare de cupru (fig. 7). Con-

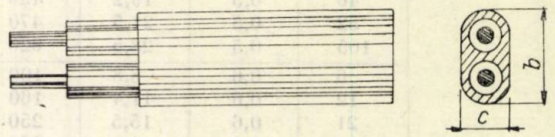


Fig. 7. Cablu izolat cu polietilenă şi manta de PVC pentru radioficare

ductoarele de cupru utilizate au diametrul de 0,8; 1,0; 1,2 mm. Datele constructive principale ale acestor conductoare sînt date în tabela 5.

Aceste conductoare se izolează cu polietilenă şi se protejează în PVC. Rezistenţa de izolaţie a conductoarelor de radioficare izolate cu policlorură de vinil este de cel puţin 30 mΩ/km în stare uscată, iar tensiunea la care se face proba de străpungere este de 2 000V aplicată timp de trei minute.

★

Succese frumoase au fost obţinute în ultimii ani la F.C.M.E. pe linia modernizării proceselor tehnologice de fabricaţie a cablurilor de telecomunicaţii.

După cum se ştie, majoritatea utilajelor tehnologice pentru fabricarea cablurilor electrice se compun din elemente comune, tipizate ca: instalaţii de derulare, dispozitive de izolare, instalaţii de înfuniere, instalaţii de tracţiune şi în fine instalaţii de înrulare a cablurilor torsadate.

În scopul tipizării numărului de tambure de cablu, în ideea folosirii lor la mai multe maşini, prin interşanjabilitate, au fost normalizate deschiderile instalaţiilor de derulare şi înrulare în scopul folosirii de tamburi interşanjabili.

Prin măsura menţionată s-a redus cu cel puţin 200 numărul total de tipodimensiuni de tambure.

Un volum important de manoperă se consumă la operaţiile de izolare a sîrmei. Pentru mărirea

Tabela 5

Construcţia cablurilor CRYY (de radioficare)

Nr. de conductoare şi θ conductorului, mm	Dimensiuni exterioare c×b, mm	Greutatea kg/km
2×1	6,6×10,9	100
2×1,2	7,2×12,2	120
2×1,6	8,0×14,6	165
2×2	8,4×16,9	230

productivităţii maşinilor de izolat cu hîrtie, s-a preconizat izolarea firelor telefonice cu ajutorul rolelor de hîrtie dispuse excentric. Spre deosebire de metodele de izolare cu hîrtie, anterioare, la care rola de hîrtie era dispusă perpendicular pe direcţia de deplasare a firului, metoda actuală de izolare concentrică permite ridicarea turaţiei bobinoarelor la 3 000 t/min şi mărirea cu cel puţin 25% a productivităţii muncii.

Perspective

Realizările obţinute pînă în prezent asigură o bază tehnico-materială bună pentru dezvoltarea în continuare a industriei de cabluri de telecomunicaţii pînă în anul 1970.

Va trebui să asimilăm noi tipuri de cabluri cum sînt: cabluri urbane de mare capacitate, cabluri interurbane izolate cu hîrtie şi cu materiale plastice, cabluri de semnalizare şi blocaj, cabluri de radiofrecvenţă ş.a.

Accentul principal trebuie pus pe dezvoltarea actualelor fabricaţii de la F.C.M.E., pe proiectarea şi asimilarea cît mai rapidă a noilor cabluri şi în primul rînd a cablurilor telefonice interurbane cu gama de frecvenţă pînă la 252 kHz cu canalele din 4 în 4 kHz.

Cablurile telefonice interurbane se întrebuinţează pentru legăturile între localităţi şi se pozează de obicei în săpătură. În acest caz ele au peste mantaua de plumb o armură de protecţie ce este formată din două benzi de oţel înfăşurate în spirală.

Inima cablurilor interurbane este formată din fire răsucite în cuarte şi cablate în straturi concentrice.

Paralel cu cablurile telefonice interurbane izolate cu hîrtie vor fi asimilate cabluri pentru comunicaţii interurbane cu curenţi purtători izolate cu polietilenă.

Dezvoltarea în continuare a reţelei telefonice interurbane impune darea în funcţiune cît mai urgentă a unei noi fabrici de cabluri telefonice, care să permită în scurt timp eliminarea totală a importurilor în acest domeniu.

Radioficarea continuă să se extindă la sate. Din cele 2 600 000 de familii care beneficiază de radio, circa o treime primesc emisiunile radiofonice pe fir. Pentru ca radioficarea să poată fi generalizată este nevoie de cantităţi sporite de cabluri pentru radioficare. Şi aici tehnica fabricării cablurilor trebuie să-şi spună cuvîntul prin introducerea unor noi procedee tehnologice de fabricaţie mai perfecţionate şi prin darea în funcţie a unor capacităţi de producţie sporite în comparaţie cu cele actuale.

Succese importante vor trebui obţinute pînă în anul 1970 în domeniul conductoarelor radio şi pentru televiziune.

Extinderea televiziunii în ţară este în plină desfăşurare. Azi o mare parte din populaţia ţării beneficiază de televiziune, urmînd ca în viitor toată populaţia să beneficieze de roadele televiziunii. Şi pentru acest lucru se prevăd importante cantităţi de cabluri de antenă, simetrice sau coaxiale care trebuie asimilate şi puse în fabricaţie.

Se prevede astfel o creştere totală a producţiei de cabluri telefonice pînă în 1970 de peste opt ori faţă de anul 1965.

Mergînd pe linia succeselor de pînă acum, sîntem siguri că vom obţine şi pe viitor rezultate din ce în ce mai bune.

Ing. IONEL ROTH

Încadrarea sistemelor de telecomunicaţii prin sateliţi într-un sistem mondial de telecomunicaţii

In cadrul unui articol anterior am prezentat problemele de principiu şi realizările recente în cadrul telecomunicaţiilor prin sateliţi artificiali. Această nouă tehnică se impune atenţiei specialiştilor din sectorul telecomunicaţiilor întrucît asigură soluţii în probleme care nu puteau fi rezolvate prin mijloace clasice.

Cea de a X-a Adunare Generală a Comitetului Consultativ Internaţional de Radiocomunicaţii care şi-a desfăşurat lucrările la Geneva în luna februarie 1963, precum şi Conferinţa Administrativă Extraordinară a Radiocomunicaţii care a avut loc tot la Geneva în octombrie — noiembrie 1963 au acordat o atenţie specială telecomunicaţiilor prin sateliţi, analizînd multilateral problemele de rezolvat şi adoptînd în unele dintre ele hotărîri importante.

Printre problemele studiate se situează şi cea privind încadrarea sistemelor de telecomu-

nicații prin sateliți într-un sistem mondial de telecomunicații. Întrucît există diferite soluții posibile, legate nu numai de problemele tehnice, ci și de cele economice, de exploatare sau administrative, s-a considerat că trebuie să se aibă în vedere posibilitatea interconectării diferitelor sisteme care trebuie să fie deci compatibile spre a se putea încadra într-un sistem mondial.

În acest sens trebuie să se studieze felul transmisiei (telefonie, televiziune, telegrafie, telefoto), volumul căilor transmise, scurgerea traficului, caracteristicile pe care trebuie să le îndeplinească echipamentul de la bordul satelitului, precum și soluțiile posibile în vederea realizării stațiilor terestre.

Independent de acestea, la alegerea unui sistem care să se încadreze într-o rețea mondială, trebuie să se asigure :

— satisfacerea traficului intens între zonele dezvoltate, precum și a traficului redus din țările în curs de dezvoltare ;

— accesul tuturor statelor indiferent de gradul lor de dezvoltare ;

— satisfacerea unor zone cît mai mari de pe glob ;

— utilizarea cît mai rațională a frecvențelor de lucru cunoscînd „criza" de frecvențe utilizabile.

Caracteristicile unui sistem mondial de telecomunicații utilizînd sateliți atificiali se referă la :

— accesul multiplu permițînd utilizarea echipamentelor de la bordul sateliților de un număr mare de stații terestre ;

— utilizarea la cerere de către toți abonații rețelelor care se interconectează pe această cale (aceasta se referă fie la telefonie, fie la televiziune sau la telegrafie) ;

— posibilitățile de extindere avînd în vedere creșterea traficului și a administrațiilor care solicită racordarea.

TIPURI DE SISTEME DE TELECOMUNICAȚII PRIN SATELIȚI

Printr-un sistem de telecomunicații prin sateliți se înțelege un ansamblu de instalații format din două sau mai multe stații terestre și unul sau mai mulți sateliți pasivi, apoi una sau mai multe stații spațiale pe sateliți care asigură retransmiterea semnalelor emise de stațiile terestre prin intermediul stațiilor spațiale de pe sateliți sau a sateliților pasivi.

În cele ce urmează vom prezenta în mod succint diverse tipuri posibile de sisteme de telecomunicații prin sateliți așa cum au fost analizate la conferințele internaționale amintite mai sus.

1. Sisteme de sateliți cu repartiție întîmplătoare

Un astfel de sistem este format dintr-un număr oarecare de sateliți ale căror poziții relative variază în mod continuu. Sateliți asemănători cu cei utilizabili într-un astfel de sistem au foat realizați recent și verificați în funcționare. Folosirea unor sateliți într-un astfel de

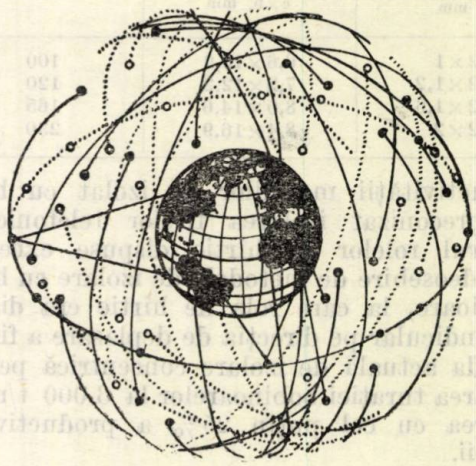


Fig. 1. Sistem de sateliți cu repartiție întîmplătoare

sistem nu ar însemna deci găsirea unor soluții tehnice noi. Aceasta înseamnă că un asemenea sistem ar putea fi realizat destul de repede, însă ceea ce-l caracterizează este numărul mare de sateliți necesari.

Fiecare satelit ar urma să cuprindă unul sau mai multe echipamente de radiocomunicații. O propunere reprezentată schematic în figura 1 cuprinde un număr de 40 de sateliți deplasîndu-se pe orbite circulare polare și 15 sateliți deplasîndu-se pe orbite circulare ecuatoriale la altitudini de circa 11 000 km. Repartiția întîmplătoare se referă atît la poziți sateliților unul față de celălalt, cît și la poziția orbitelor între ele.

Un astfel de sistem ar permite asigurarea telecomunicațiilor pe scară mondială în proporție de 99,9% presupunîndu-se existența unui număr de 13 legături magistrale după cum urmează :

1. Portland (Maine S.U.A.) — Londra.
2) Boston — Moscova.
3) New York — Bonn.
4) Washington — Paris.
5) Moscova — Pekin.
6) Paris — Bombay.
7) Iakutsk — Seatle.
8) Tokio — Portland (Oregon S.U.A.)
9) Miami — Brazilia.
10) Brazilia — Iohannesburg.
11) New Orleans — Santiago.
12) Sidney — Honolulu.
13) Honolulu — Oakland.

Prin repartiția întîmplătoare se asigură în fiecare moment și pe fiecare din cele 13 magistrale vizibilitatea, de la cele două extremități, a cel puțin unui satelit. Echipamentul radioelectric de la bordul satelitului este prevăzut cu o lățime de bandă pentru amplificarea unui semnal corespunzător unui număr de 600 căi telefonice (sau a unui program de televiziune echivalent cu 300 de căi telefonice).

Prin utilizarea sistemului propus se realizează legături echivalente cu cele corespunzătoare unui număr de 13 cabluri intercontinentale cu 600 de căi.

Pentru distribuirea sateliților cu repartiție întîmplătoare pe cele 13 magistrale este necesar un dispecer mondial folosind mașini electronice de calcul care pe baza datelor, privind poziția pe orbită a sateliților, indică în fiecare moment destinația acestora.

Costul unui asemenea sistem ar fi de circa 120 000 000 dolari (socotind 1 000 000 dolari costul unitar al unui satelit și 5 000 000 dolari costul unei perechi de stații terminale). Raportînd valoarea de mai sus la cele 13 × 600 căi rezultă un cost pe cale de circa 15 500 dolari ceea ce este mult mai economic decît costul unei căi pe un cablu submarin.

Un astfel de sistem permite realizarea lui pe etape. El ar putea fi început cu un număr mic de sateliți. Întrucît aceștia sînt relativ ușori s-ar putea lansa simultan trei bucăți cu o singură rachetă. Un număr de 12—18 sateliți cu repartiție întîmplătoare ar putea satisface circa 95—99% din timp legăturile între Europa și America de Nord. Ulterior el ar urma să fie completat pînă la numărul final în vederea realizării legăturilor pe plan mondial.

Utilizarea orbitelor polare este singura soluție care duce la acoperirea completă a globului.

Întrucît în medie pe o magistrală sînt circa 4 sateliți, fiabilitatea sistemului este numai în mică măsură redusă în caz de deranjament a unui satelit.

Stațiile terestre ale sistemului folosesc antene care urmăresc sateliții în deplasarea lor pe orbite, ceea ce înseamnă de fapt instalații destul de complicate. Se presupune că în viitor acestea ar putea fi simplificate.

Întrucît altitudinea orbitelor sateliților este relativ redusă, timpul de propagare pe traseul pămînt—satelit—pămînt nu produce efecte supărătoare.

2. Sisteme de sateliți subsincroni (sau sincronizați)

Un astfel de sistem ar folosi sateliți a căror perioadă de revoluție este egală cu o fracțiune din perioada de rotație a pămîntului în jurul axei sale, de exemplu 6,8 sau 12 ore. Pentru realizarea unui sistem care să acopere tot globul ar fi necesar un număr mai redus de sateliți ca în cazul sistemului de sateliți cu repartiție întîmplătoare.

În cazul unei perioade de revoluție de 8 ore, folosind o orbită ecuatorială, și luînd în considerație și rotația pămîntului, un satelit subsincron va trece la 12 ore, deci de două ori pe zi, deasupra unui același punct al pămîntului. Un astfel de sistem format din 10 sateliți ar asigura o acoperire mondială însă numai într-o zonă cuprinsă între latitudinile de 60° nord și sud. La un moment dat fiecărui satelit i-ar corespunde o zonă de circa 70° longitudine (care s-ar suprapune la margini peste cele adiacente) și un timp de circa 4,5 ore. Toate stațiile dintr-o zonă ar putea folosi în același timp același satelit pe o durată de circa o oră, legătura realizîndu-se pe o singură secțiune pămînt — satelit și retur. Majoritatea legăturilor intercontinentale ar putea fi obținute cu două secțiuni pămînt—satelit și retur prin intermediul unei stații terestre. Avînd în vedere că fiecărei zone îi corespunde o diferență orară de circa 4,5 ore, sistemul poate fi folosit pentru transmisiuni directe de televiziune, un astfel de decalaj fiind considerat ca acceptabil.

Utilizarea unei perioade de revoluție egală cu o fracțiune din perioada de rotație a pămîntului permite realizarea unei exploatări practice din următoarele motive:

— în etapele inițiale, cînd se asigură o acoperire parțială, legătura se folosește la ore fixe;

— se pot introduce sateliți suplimentari pentru vîrfurile de trafic;

— în caz de deranjament al unui satelit, reorientarea traficului se face la aceleași ore;

— întrucît perioadele de utilizare a unui satelit de către o pereche de stații terestre sînt aceleași în fiecare zi, se ușurează comutarea la ore fixe de pe un satelit pe altul.

În cazul sistemului subsincron și al utilizării unei orbite ecuatoriale, se ușurează operația de urmărire, întrucît pentru o stație terestră, sateliții se deplasează mereu pe aceeași traiectorie. Sateliții unui astfel de sistem ar putea folosi aceleași alocări de frecvențe.

Timpul de propagare este mai mare ca în cazul precedent, dar s-a calculat că numai pentru 3% din legături el depășește 0,36 s.

3. Sisteme cu sateliți staționari

Un satelit staționar (sincron) are o orbită ecuatorială circulară pe care se deplasează în sensul de rotație a pămîntului. Fiind sincron cu pămîntul, satelitul apare fix deasupra unei zone a pămîntului. Această zonă, în care el poate fi văzut sub un unghi de elevație a antenei terestre de cel puțin 5°, reprezintă aproximativ o treime din suprafața pămîntului. Stațiile terestre nu ar mai trebui să urmărească satelitul de la apariția la orizont și pînă la dispariția lui, ca în alte sisteme, astfel că pot fi folosite

antene fixe care sînt mai simple și deci mai ieftine.

După date apreciate costul unei stații terminale pentru un satelit staționar transmițînd o singură cale telefonică ar fi de circa 40 000 dolari. În cazul transmiterii a 10 căi telefonice, costul scade la 7 000 dolari pe cale, iar pentru 100 de căi, la circa 4 000 dolari pe cale. În aceste cifre nu se cuprinde cota parte din costul satelitului.

Un singur satelit staționar situat în dreptul ecuatorului deasupra Oceanului Atlantic la 22°30′ longitudine vestică ar putea fi văzut de circa 100 de țări din patru continente posedînd aproape 92 % din numărul telefoanelor instalate

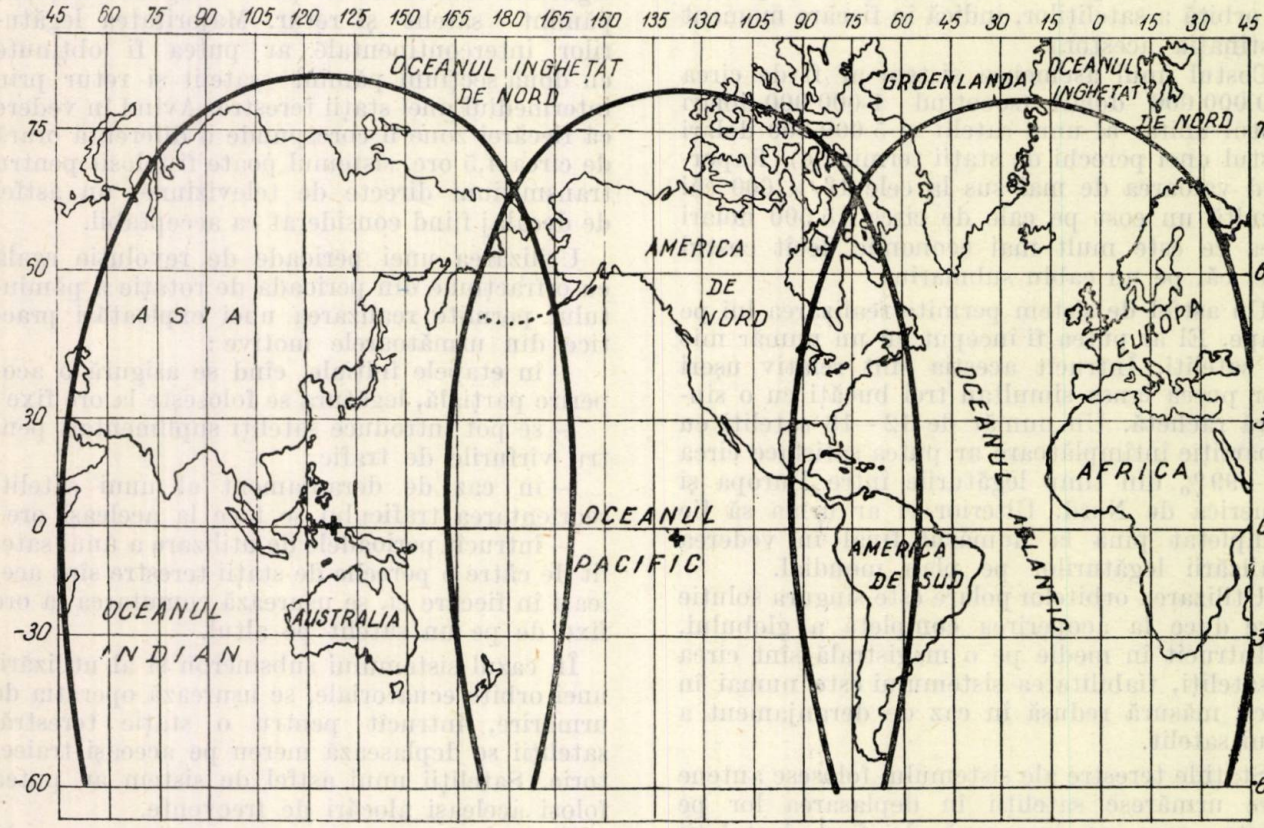


Fig. 2. Sistem cu trei sateliți staționari

pe glob (fig. 2). Trei sateliți de acest fel permit realizarea unui sistem mondial de telecomunicații, acoperind cea mai mare parte a globului cu excepția zonelor polare. Ceilalți doi sateliți ar fi situați unul deasupra Indoneziei la 127°30′ longitudine estică, iar celălalt, deasupra Oceanului Pacific la 127°30′ longitudine vestică.

Distanța dintre un satelit staționar și stația terestră cea mai îndepărtată va fi de circa 42 000 km ceea ce duce la un timp de propagare de 0,14 s. Luînd în considerare și timpurile de propagare a mijloacelor de telecomunicații terestre rezultă că o convorbire telefonică printr-un satelit staționar poate fi afectată de un timp de propagare dus și întors de circa 0,6 s ceea ce se pare că se poate considera ca acceptabil.

Întrucît satelitul este staționar, timpul de propagare este constant, iar variația de frecvență produsă de efectul Doppler—Fizeau ar fi neglijabilă. Aceasta permite utilizarea sistemelor de modulație cu bandă laterală unică (BLU) ușurîndu-se pe această cale interconexiunile între stațiile terminale.

Modulația BLU are avantajul că poate fi ușor realizată, folosește cu mai multă eficacitate puterea emițătorului, oferă o economie maximă de frecvență prin ocuparea unei benzi de frecvență mai îngustă. În cazul modulației BLU este însă necesară o putere de emisie mai mare decît pentru sistemele de modulație de frecvență cu deviația mare. Totodată se realizează mai greu linearitatea de funcționare cerută pentru transmisiunile multicăi.

Prin utilizarea modulației BLU un număr oarecare de transmisii separate, conținînd fiecare un grup de căi telefonice repartizate în frecvență și provenind de la stații terestre diferite, pot fi combinate în echipamentul satelitului și retransmise spre pămînt sub forma unei emisiuni unice.

Folosirea modulației BLU permite ca fiecare din stațiile terestre situate în zona satelitului să aibă acces la oricare din căile libere trasmise

prin echipamentul de radiocomunicații. Această situație constituie un avantaj în special pentru țările puțin dezvoltate care pot beneficia de sistemul de telecomunicații prin sateliți chiar și pentru scurgerea unui trafic redus.

Dacă mai multe stații terminale lucrează cu același satelit staționar fiecare dintre ele nu folosește decît o fracțiune din capacitatea de transmisie a satelitului, fracțiune care poate varia în funcție de intensitatea traficului. Modulația cu bandă laterală unică se face numai în sensul pămînt —satelit folosindu-se repartiția în frecvență a căilor. Pentru retransmisie, echipamentul radioelectric al satelitului modulează în frecvență acest semnal.

Fiecare stație terestră recepționează întregul semnal multiplex, dar își alege numai căile care îi sînt afectate.

Sateliții staționari trebuie menținuți într-o poziție destul de precisă, iar antenele lor trebuie să fie mereu îndreptate spre pămînt. Aceasta înseamnă de fapt dificultăți suplimentare care se pot reflecta printr-o reducere a fiabilității sistemului. Totodată și rachetele de lansare trebuie să aibă o forță de lansare mai mare și sisteme de ghidare mai precise ca în cazul sateliților cu repartiție întîmplătoare.

Se consideră că problemele legate de sistemul cu sateliți staționari mai trebuie studiate pentru a determina soluțiile care urmează a se adopta.

4. Sisteme integrate de sateliți

Sistemul mondial de telecomunicații nu poate fi realizat dintr-o dată și este evident că vor fi necesare mai multe etape care urmează să fie străbătute. Pe această cale se vor da în exploatare la început sisteme mai simple și apoi altele din ce în ce mai complicate. Se propune ca să se folosească denumirea de „subsistem" pentru un ansamblu de instalații realizat pentru un anumit serviciu (telecomunicații, meteorologie, radionavigație etc.) și care urmează să se integreze în sistemul mondial. Timpul de propagare în cazul legăturii între două stații poate impune ca la un moment dat să se folosească atît un sistem cu sateliți staționari, cît și un sistem cu repartiție întîmplătoare de mai mică altitudine. Astfel de sisteme se consideră ca sisteme integrate întrucît ele ar urma să se integreze în viitorul sistem mondial. La realizarea lor trebuie să se acorde o atenție deosebită alocării frecvențelor folosite în legăturile radioelectrice pentru a evita perturbațiile reciproce. De asemenea trebuie ca echipamentele folosite să răspundă unor condiții de compatibilitate pentru a reduce tipurile realizate. Bunăoară antenele care urmăresc sateliții sistemelor cu repartiție întîmplătoare ar putea să fie folosite și pentru legături cu sateliții sistemelor staționare.

Utilizarea unor caracteristici de modulație asemănătoare în diferite subsisteme ar permite ca echipamentele radioelectrice ale stațiilor terestre să se poată înlocui reciproc. Prin aplicarea unor astfel de principii se evită ieșirea timpurie din uz a echipamentelor datorită progresului tehnic rapid.

Sistemele integrate de telecomunicații vor trebui să satisfacă anumite condiții tehnice pentru a asigura interconectarea între ele, respectiv cu sistemele terestre de telecomunicații. Asemenea condiții tehnice exprimate sub formă de norme s-ar referi de exemplu la calitatea transmisiei sau la caracteristicile benzii de bază.

Echipamentele folosite vor trebui să aibă în vedere adaptarea la perspectivele de creștere a traficului fără înlocuirea lor, ci numai prin adăugarea unor elemente suplimentare. Sateliții defecți ar urma să fie înlocuiți cu alții de capacitate sporită plasați pe aceeași orbită.

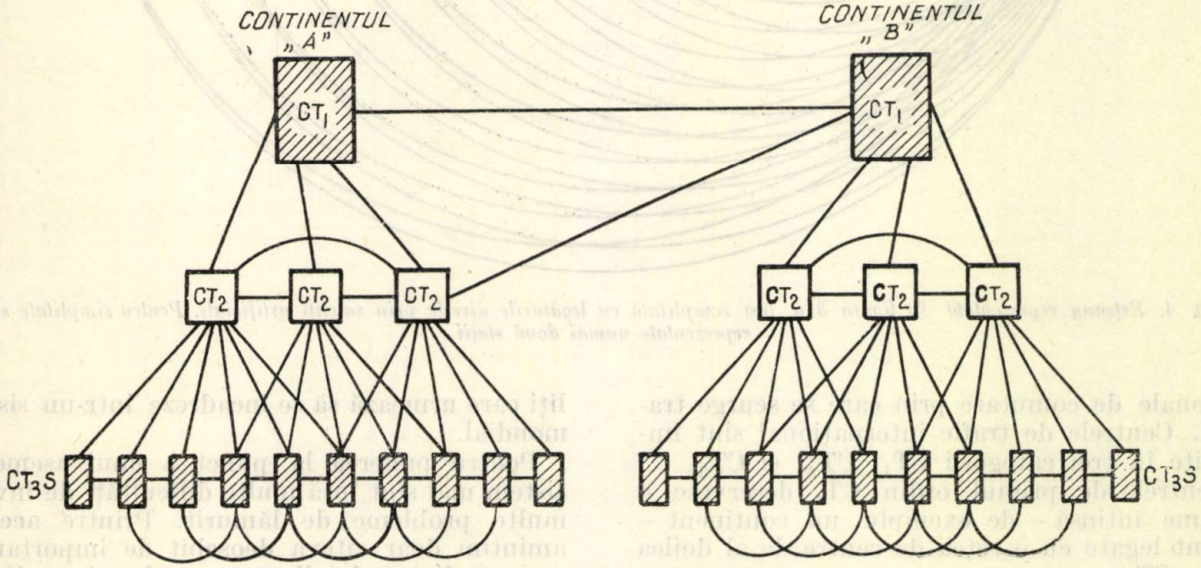


Fig. 3. Structura actuală a rețelelor internaționale

În cursul anului 1964 a avut loc Adunarea Generală a Comitetului Consultativ Internațional de Telefonie și Telegrafie (C.C.I.T.T.). Printre problemele discutate figurează și realizarea unei rețele telefonice mondiale bazată pe o exploatare automată sau semiautomată. În acest scop se studiază un plan de numerotare, un plan de scurgere a traficului și un plan de transmisiune corespunzător.

Cu stabilirea planului de scurgere a traficului mondial a fost însărcinată Comisia specială de studii B în colaborare cu Comisia XIII C.C.I.T.T. Planul se bazează pe circuitele cu trafic intens existente și prevede o ierarhie a centrelor internaționale de comutare prin care se scurge traficul. Centrele de trafic internațional sînt împărțite în trei categorii CT_1, CT_2, și CT_3.

Centrele de primul ordin CT_1 deservesc o regiune întinsă — de exemplu un continent — și sînt legate cu o rețea de centre de al doilea ordin CT_2.

Structura actuală a rețelelor internaționale telefonice este arătată în figura 3.

Rețeaua reprezentată se propune a fi completată prin circuite de foarte mare distanță realizate cu sisteme de telecomunicații prin sateliți (sincroni sau staționari) care să asigure legăturile între centrele de primul ordin CT_1, între acestea și cele de al doilea ordin CT_2, precum și legături directe între centrele de al treilea ordin CT_3 (fig. 4). Acestea din urmă ar permite evitarea unor centre de comutare în cazurile cînd traficul ar cere-o.

Planul C.C.I.T.T. va stabili și condițiile ce se impun sistemelor de telecomunicații prin sateliți care urmează să se încadreze într-un sistem mondial.

Pentru punerea la punct a unui asemenea sistem mai sînt însă multe dificultăți de învins, multe probleme de lămurit. Printre acestea amintim doar cîteva deosebit de importante:

— studierea detaliată a zonelor de radiații;

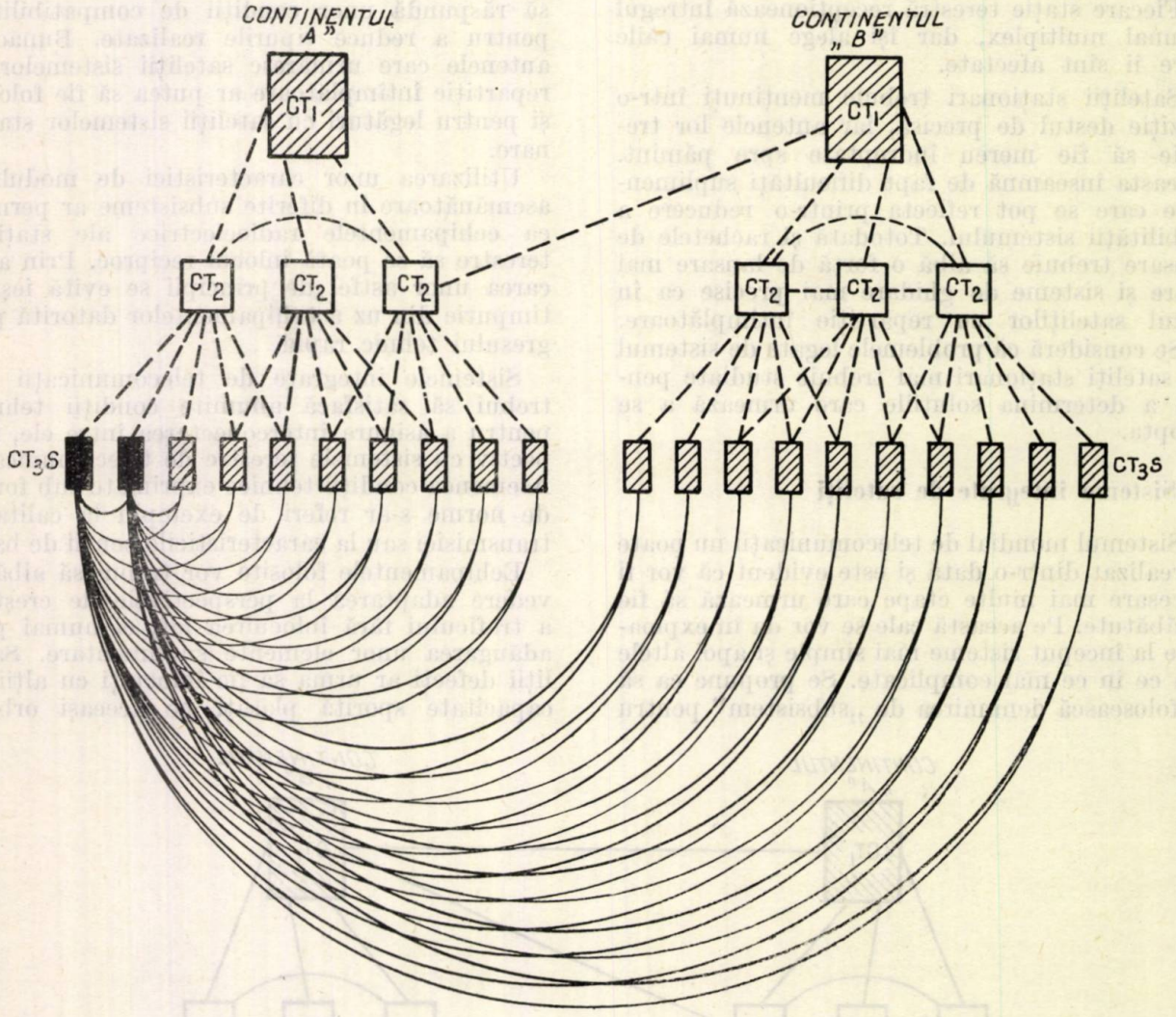


Fig. 4. Rețeaua reprezentată în figura 3 a fost completată cu legăturile directe prin sateliți artificiali. Pentru simplitate sînt reprezentate numai două stații

— mărirea duratei de funcționare a sateliților;

— realizarea unor comenzi privind poziția pe orbite și stabilizarea orientării sateliților;

— obținerea datelor privind timpul de propagare pe trasee foarte lungi și măsurile necesare pentru suprimarea ecoului;

— punerea la punct a unor metode de comandă a cantității de informații și de folosire a echipamentului în cazul sistemelor cu acces multiplu;

— realizarea unor instalații de alimentare cu energie electrică de mare capacitate folosind energia nucleară;

— realizarea legăturilor directe între sateliți.

Se presupune că în următorii 4—5 ani se va cîștiga suficientă experiență pentru a realiza un subsistem de telecomunicații cu sateliți cu repartiție întîmplătoare. Pentru realizarea legăturilor transatlantice s-ar putea ca termenul indicat să se reducă cu 1—2 ani. În ceea ce privește sistemele cu sateliți sincronizați sau staționari, termenul de punere în funcțiune va depăși anul 1970.

Cu toate dificultățile și problemele care mai rămîn încă de rezolvat, se poate spune cu certitudine că sistemele de telecomunicații prin sateliți și-au dovedit viabilitatea și vor avea un rol deosebit în sistemul mondial de telecomunicații preconizat a se realiza într-un viitor relativ apropiat.

BIBLIOGRAFIE

[1] WEBB, A. J. *Communications mondiales par satellites.* Journal des télécommunications, martie 1961, vol. 28, nr. 3, pag. 159—174.

[2] LUTZ, G. S. *Étude sur les communications par satellites.* Journal des télécommunications, aprilie 1962, vol. 29, nr. 4, pag. 107—112.

[3] TROTTER, H. JR. ș.a. *Un système de télécommunication mondial par satellite.* Journal des télécommunications, noiembrie 1962, vol. 29, nr. 11, pag. 331—336, 340—341.

[4] WALLENSTEIN, G. D. *Les télécommunications par satellites stationnaires.* Journal des télécommunications, noiembrie 1963, vol. 30, nr. 11, pag, 342—346.

[5] VALENSI, G. *Suggestions, concernant un sous-système a satellites pour la météorologie et la radiotélégraphie.* Journal des télécommunications, ianuarie 1964, vol. 31, nr. 1, pag. 11—23.

[6] VOGE, J. *Télécommunications intercontinentales par satellites artificiels.* Revue génèrale d'électronique nr. 204, noiembrie 1963, pag. 25—35.

[7] *Systèmes de télécommunications par satellites. Considérations génèrales sur le choix des orbites du satellite et la nature du système.* Raport nr. 206 X-ème Assemblé plénierè du CCIR, Genève, 1963, vol. IV.

Ing. TEODOR COJOCARU

Procese fizice în tehnologia de lipire a aparaturii radioelectronice

În faza actuală a dezvoltării tehnicii electronice și telecomunicațiilor, cînd aparatura electronică este pusă să funcționeze cu o înaltă precizie și la distanțe foarte mari, cînd există permanenta tendință de miniaturizare a pieselor, acestea avînd procese tehnologice cu un pronunțat caracter specific, se impune tot mai hotărît necesitatea cunoașterii proceselor fizico-chimice intime ce au loc la suprafața pieselor în operația de îmbinare prin lipire.

În mare măsură, siguranța în funcționare a aparaturii radioelectronice este determinată de calitatea lipirii îmbinărilor, care trebuie să asigure o conductivitate electrică ridicată, cu o mare rezistență mecanică și la coroziune. Pentru aceasta proiectantul și tehnologul — constructori de aparate — trebuie să aibă o imagine clară asupra naturii proceselor fizico-chimice care au loc la lipirea îmbinărilor în montajele radioelectronice.

În timpul lipirii se petrec o serie de procese fizico-chimice complexe și variate la suprafața de contact a fazei lichide a aliajului de lipit și a metalelor de bază.

Este necesar ca în zona de lipire să se realizeze încălzirea la o temperatură care să asigure topirea aliajului de lipit și curgerea acestuia în spațiul liber dintre suprafețele metalelor ce urmează a fi lipite. O dată cu aceasta se încălzesc și straturile superficiale ale metalelor de bază.

Atomii din rețeaua cristalină a aliajului topit, care prin încălzire capătă energii mari, intră în contact nemijlocit cu atomii metalelor de bază; astfel, în interiorul rețelelor cristaline au loc schimbări datorită solubilității reciproce între aliajul topit și metalul de bază. Fenomenul care se petrece poartă numele de *umezire* (*udare*) a metalelor de bază de către aliajul de lipit în stare topită.

Energia superficială (concetrată la suprafața metalului și raportată la unitatea de suprafață), în stare potențială, este mai mare decît energia atomilor din straturile interioare. Din momentul cînd forțele de atracție dintre atomii metalelor de bază și cei ai aliajului de lipit vor întrece forțele de atracție dintre atomii proprii ai acestuia din urmă se produce umezirea.

Pentru ca umezirea să se facă în bune condiții, tensiunile superficiale de la suprafața de

separație între metalul solid și cel lichid trebuie să se găsească într-un anumit raport.

Datorită încălzirii, metalele ce vin în contact în procesul de lipire se oxidează intens; pentru ca forța de atracție dintre atomii aliajului topit și cei ai metalului de bază să fie maximă, este necesar ca suprafețele metalelor să fie protejate de oxidare. Pentru aceasta, locul de îmbinare se acoperă cu un flux (decapant) care formează o barieră lichidă și gazoasă între piesele ce se lipesc și aerul ambiant și care dizolvă totodată straturile peliculare de oxizi favorizînd curgerea aliajului topit în interstițiile dintre piese. Umplerea interstițiilor depinde de starea suprafeței metalului de bază, de gradul de umezire a lui de către aliajul de lipit în stare topită și de proprietățile capilare ale acestuia din urmă.

Un alt fenomen care se produce concomitent cu umezirea este *întinderea* aliajului de lipit pe metalul de bază. Atunci cînd aliajul de lipit se întinde pe suprafața metalelor de bază, umplerea interstițiilor se face în mod corespunzător; această întindere depinde de existența unei pelicule rezistente de oxizi ce se formează pe suprafața topiturii și în special de raportul între valoarea tensiunilor superficiale de la suprafața corpurilor în contact; acțiunea gravitației în procesul de întindere este neglijabilă.

După oprirea procesului de întindere, picătura de aliaj de lipit aflată pe suprafața metalului de bază rămîne în echilibru din punctul de vedere al forțelor ce acționează asupra sa.

Astfel, o particulă 0 a aliajului de lipit situată pe suprafața metalului de bază se află sub acțiunea a trei forțe principale (fig. 1).

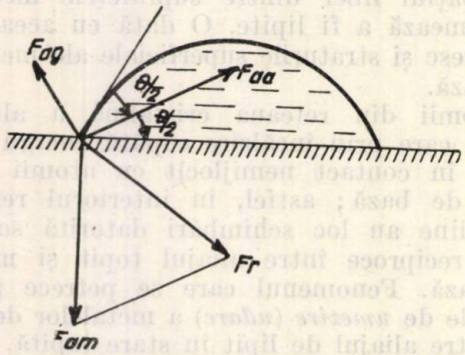


Fig. 1. Picătura de aliaj de lipit pe suprafața metalului de bază și forțele ce acționează asupra ei.

— *Fag* — forța de atracție a particulei de aliaj de lipit de către amestecul ambiant gazos; forța aceasta care de obicei este mică se poate neglija;

— *Fam* — rezultanta forțelor de interacțiune a atomilor aliajului de lipit cu atomii metalului solid, orientată vertical în jos;

— *Faa* — rezultanta forțelor de interacțiune a particulei 0 cu alți atomi ai aliajului de lipit situați în apropierea ei (orientată spre interiorul picăturii lichide).

Unghiul sub care picătură lichidă atinge suprafața metalului solid este împărțit în două de vectorul *Faa*.

Rezultanta *Fr* a celor două forțe *Fam* și *Faa* poate fi orientată sau spre interiorul corpului solid, sau spre interiorul lichidului, sau pe limita de contact dintre ele, în funcție de mărimea celor două forțe.

În punctul de aplicare al forței *Fr* suprafața picăturii lichide va fi perpendiculară pe direcția acestei forțe.

Tangenta la suprafața picăturii lichide în punctul 0 și linia de contact corp solid — corp lichid formează unghiul θ; acest unghi se numește unghi *limită de umezire*, iar mărimea lui arată gradul de umezire a metalului solid de către aliajul topit.

Acest unghi variază în funcție de orientarea vectorului *Fr* și umezirea va fi cu atît mai bună cu cît acest unghi va fi mai mic. Unghiul limită de umezire are o valoare proporțională cu raportul mărimilor tensiunilor superficiale la limitele de contact între fazele ce intră în acțiune (fig. 2).

Neglijînd forța gravitației, condiția de echilibru a picăturii de aliaj pe suprafața metalelor de bază, după oprirea procesului de întindere, se exprimă prin relația:

$$\sigma sg - \sigma sl - \sigma lg \cdot \cos \theta = 0$$

unde:

σsg — este tensiunea superficială la limita solid-gaz;

σsl — este tensiunea superficială la limita solid-lichid;

σlg — este tensiunea superficială la limita lichid-gaz.

Din relația de echilibru rezultă că dacă tensiunea superficială a metalului solid la contactul cu mediul gazos σsg este egală cu tensiunea superficială a aceluiași metal la contactul cu topitura σsl, unghiul limită de umezire va fi egal cu 90°, iar vectorul tensiunii superficiale a lichidului la limita cu gazul va fi orientat vertical în sus (fig. 2, *a*).

Dacă $\sigma sg < \sigma sl$, punctul 0 se deplasează spre dreapta, unghiul θ crește și vectorul σlg se va înclina spre stînga (fig. 2, *b*).

În cazul $\sigma sg < \sigma sl$, punctul 0 se deplasează spre stînga sub acțiunea diferenței $\sigma sg - \sigma sl$ (care se mai numește și presiune de întindere), unghiul θ se reduce, iar vectorul σlg se va înclina spre dreapta (fig. 2, *c*).

Procesul de reducere a unghiului limită θ va continua atîta timp pînă cînd rezultanta forțelor în punctul 0 va deveni egală cu zero adică:

$$\sigma sg = \sigma sl + \sigma lg \cdot \cos \theta$$

Din relația de echilibru se poate obține:

$$\cos\theta = \frac{\sigma sg - \sigma sl}{\sigma lg}$$

Mărimea cos θ este unitatea de măsură a umezirii.

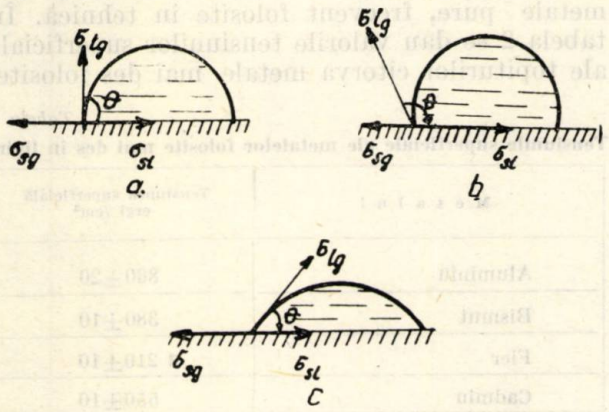


Fig. 2. Variația unghiului θ cu orientarea vectorilor tensiunilor superficiale pentru diferite forme ale picăturii de aliaj de lipit pe metalul de bază.

Cînd unghiul limită $\theta < 90°$, cos θ are o valoare pozitivă și topitura umezește bine suprafața metalului; cînd unghiul $\theta > 90°$, deci cos θ are o valoare negativă, umezirea este slabă; dacă unghiul $\theta = 0$ umezirea este totală, iar cînd $\theta = 180°$ umezirea lipsește complet.

Pentru acest motiv mărimea cos θ se numește *coeficient de umezire* (tabela I).

Tabela 1

Variația coeficientului de umezire în funcție de raportul vectoarelor tensiunilor superficiale

Raportul tensiunilor superficiale	Cos θ	θ	Umezirea
$\sigma_{sg} > \sigma_{sl}$	>0	0–90°	bună
$\sigma_{sg} < \sigma_{sl}$	<0	90–180°	proastă
Reducerea σ_{sg}	scade	crește	se înrăutățește
Reducerea σ_{sl}	crește	scade	se îmbunătățește
Reducerea σ_{lg} la $\sigma_{sg} - \sigma_{sl} > 0$	crește	scade	se îmbunătățește
Reducerea la $\sigma_{sg} - \sigma_{sl} < 0$	scade	crește	se înrăutățește

În chimia fizică, drept criteriu al întinderii se consideră așa-numitul *coeficient de întindere*, a cărui mărime este egală cu diferența dintre adeziunea aliajului lichid pe metalul solid și coeziunea particulelor de aliaj lichid între ele:

$$K_{int.} = Als - All$$

sau

$$K_{int.} = \sigma sg - \sigma lg - \sigma sl = \sigma lg \cdot (\cos\theta - 1),$$

Din ultima expresie rezultă că la $\theta > 0$ coeficientul de întindere are o valoare negativă; rezultă, de asemenea, că întinderea totală a picăturii de aliaj de lipit pe metalul

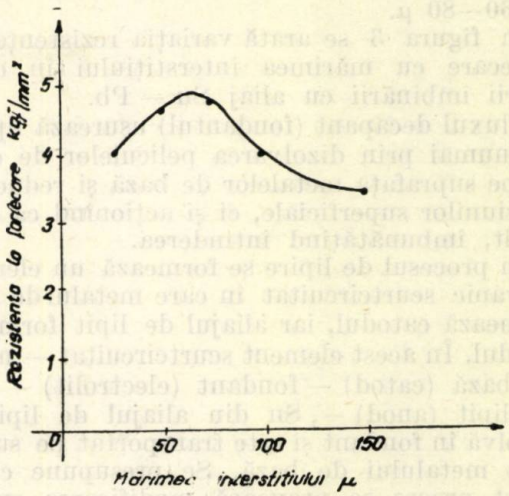


Fig. 3. Variația rezistenței la forfecare în raport cu mărimea interstițiului în cazul lipirii cu aliaj Sn–Pb.

de bază solid este posibilă numai cînd unghiul limită de umezire este egal cu zero; întinderea este favorizată de rugozitățile suprafeței metalului solid.

Lipirea îmbinărilor este însoțită de o reacție complexă ce pune în evidență o serie de procese importante și anume:

a) metalele de bază ce urmează a fi îmbinate prin lipire se dizolvă superficial la temperatura de lipire în aliajul de lipit în stare topită și formează o soluție care se descompune în faza de cristalizare; la această temperatură se formează o combinație chimică între elementele ce intră în contact; răcirea aliajului de lipit începe de la metalul de bază; o dată cu aceasta începe cristalizarea combinațiilor mai greu fuzibile care se precipită la limita dintre aliajul de lipit și metalul de bază;

b) elementele care compun aliajul de lipit difuzează în metalul de bază; cu această ocazie se obține o soluție solidă în stratul superficial al metalului de bază;

c) la limita de separație dintre aliajul de lipit și metalul de bază are loc o reacție cu formarea de compuși chimici care dăunează îmbinării lipite și îi scade rezistența; concluzia pe care o tragem de aici este că, pentru a realiza o îmbinare rezistentă, lipirea trebuie să se execute cît mai repede și la temperatura minimă de topire a aliajului de topit.

Cercetările au stabilit că, pentru a obține o îmbinare rezistentă prin lipire, este necesar ca metalele să fie apropiate pînă la distanța la care intră în acțiune forțe intermoleculare.

Deoarece însă fluiditatea aliajului de lipit este limitată, reducerea exagerată a interstițiului duce la îngreunarea pătrunderii aliajului

de lipit, în el rămîn goluri care reduc conductibilitatea electrică.

Ca valori optime ale interstițiului, pentru obținerea unei rezistențe mecanice maxime a lipiturilor moi, cercetările au stabilit limitele de 60—80 μ.

În figura 3 se arată variația rezistenței la forfecare cu mărimea interstițiului în cazul lipirii îmbinării cu aliaj Sn — Pb.

Fluxul decapant (fondantul) ușurează lipirea nu numai prin dizolvarea peliculelor de oxizi de pe suprafața metalelor de bază și reducerea tensiunilor superficiale, ci și acționînd ca electrolit, îmbunătățind întinderea.

În procesul de lipire se formează un element galvanic scurtcircuitat în care metalul de bază formează catodul, iar aliajul de lipit formează anodul. În acest element scurtcircuitat — metal de bază (catod) — fondant (electrolit) — aliaj de lipit (anod) —, Sn din aliajul de lipit se dizolvă în fondant și este transportat pe suprafața metalului de bază. Se presupune că în acest proces se provoacă modificarea suprafeței solide a metalului de bază cînd pe aceasta are loc depunerea electrolitică a Sn din fondant.

Difuziunea reciprocă între aliajul de lipit în stare topită și metalul de bază se face într-un anumit timp, care depinde — între alți factori — de compoziția aliajului de lipit.

În figura 4 se arată cum variază timpul necesar pentru formarea unui strat stabil de cositor pe Cu, în funcție de conținutul în Sn din aliajul de lipit.

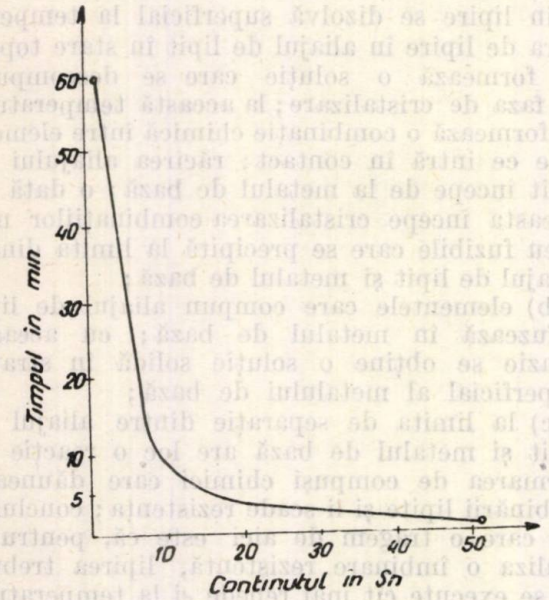


Fig. 4. Variația timpului necesar pentru formarea unui strat stabil de cositor pe Cu, în funcție de conținutul în Sn al aliajului de lipit.

Din cele expuse pînă aici rezultă că atît coeficientul de umezire θ cît și coeficientul de întindere K_{int} sînt determinați de raportul mărimii tensiunilor superficiale.

Pentru a putea influența valoarea acestor coeficienți, este necesar să cunoaștem mărimile tensiunilor superficiale la limitele fazelor aflate în interacțiune și cum variază ele în funcție de diverși factori fizico-chimici.

S-au studiat și măsurat experimental tensiunile superficiale ale topiturii formate din metale pure, frecvent folosite în tehnică. În tabela 2 se dau valorile tensiunilor superficiale ale topiturilor cîtorva metale mai des folosite.

Tabela 2

Tensiunile superficiale ale metalelor folosite mai des în lipire

Metalul	Tensiunea superficială ergi /cm²
Aluminiu	860±20
Bismut	380±10
Fier	1 210±10
Cadmiu	550±10
Potasiu	185±10
Cupru	1 180±10
Sodiu	205± 5
Staniu	525±10
Plumb	410± 5
Stibiu	395±20
Zinc	750±20

Mărimea tensiunilor superficiale este (periodic) proporțională cu numărul atomic al elementului (fig. 5) și scade o dată cu creșterea volumului atomic (fig. 6).

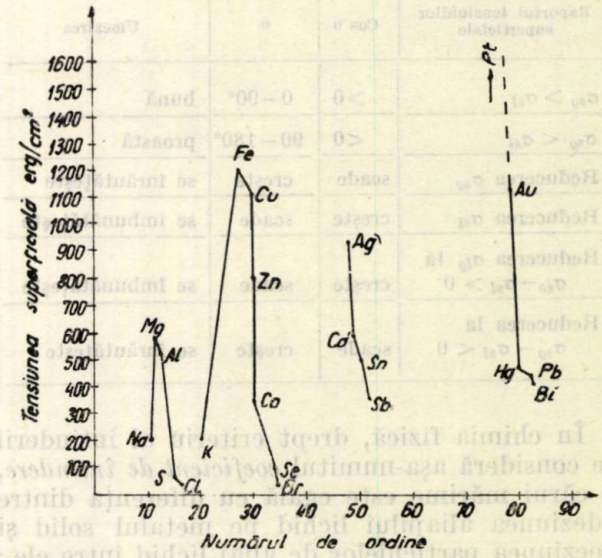


Fig. 5. Variația tensiunii superficiale în funcție de numărul atomic al elementului.

Valoarea tensiunii superficiale, atît la metale solide cît și la lichide, depinde în mare măsură

de caracterul și proprietățile mediului la a cărei limită se determină această mărime.

Dacă în locul aerului, ca al treilea mediu se ia o sare topită oarecare (flux), care are tensiunea superficială de obicei mică, umezirea se

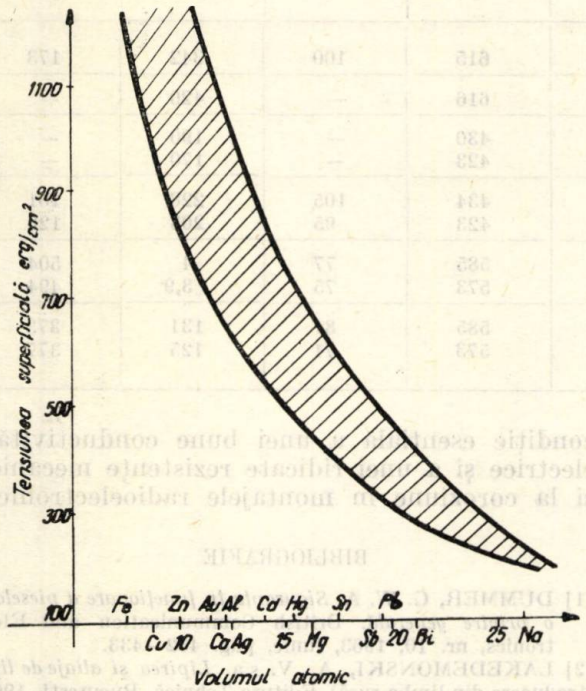


Fig. 6. Variația tensiunii superficiale în funcție de volumul atomic al elementului.

îmbunătățește; s-a constatat că valoarea energiei libere la suprafața unui metal sau unei topituri este mult mai mică în contact cu sarea topită, decît în contact cu mediul gazos sau în vid.

În general, tensiunea superficială a topiturilor de săruri este mică (tabela 3).

Tabela 3

Tensiunea superficială a cîtorva topituri de săruri

Sare	Formula chimică	Temperatura în °C	Tensiunea superficială ergi/cm²
Clorură de bismut	$BiCl_3$	271°	66,2
Bromură de bismut	$BiBr_2$	250°	66,5
Biclorură de staniu	$SnCl_2$	307°	97

În tabela 4 se dă tensiunea superficială și coeficientul de întindere pentru sistemul metal-lichid — sare topită. Din tabela de mai sus rezultă că coeficientul de întindere a sărurilor topite pe metale lichide are valori pozitive, adică sărurile se întind bine pe topiturile metalice.

Mecanismul prin care fluxul influențează procesul de umezire este încă controversat; nu s-a elaborat pînă în prezent o teorie unitară. Trei ipoteze sînt în discuție în această problemă:

a) se afirmă uneori că rolul fluxului este să curețe suprafața metalului de oxizi și impurități;

b) alte ori se spune că fluxul reduce în primul rînd tensiunea superficială a metalului topit;

c) în sfîrșit, o altă ipoteză afirmă că rolul de bază al fluxului este să precipite pe suprafața metalului de bază un strat fin de metal de același fel cu metalul topiturii; activitatea fluxului ar fi determinată de concentrația în flux a metalului identic cu metalul topiturii și activizarea efectului fluxului s-ar face introducînd în el clorurile acestui metal.

Ultima ipoteză n-a fost confirmată de experiență, în timp ce primele două explică clar mecanismul de acționare a fluxului asupra raportului între valorile tensiunilor superficiale în vederea îmbunătățirii umezirii și întinderii.

Potrivit primei ipoteze, fluxul îmbunătățește întinderea aliajului de lipit pe metalul de bază prin mărirea tensiunilor superficiale ale metalului de bază, în urma eliminării peliculelor de oxizi și a impurităților de pe suprafața acestuia din urmă, mai ales atunci cînd în compoziția fluxului intră componenți cu însușiri decapante sau proprietății reducătoare puternice.

Potrivit celei de a doua ipoteze, tensiunile superficiale ale aliajului de lipit se reduc ca urmare a absorbției pe picătura sa a ionilor de metal și a moleculelor de săruri; acestea din urmă sînt absorbite atît pe suprafața topiturii, cît și pe cea a metalului solid, cînd vin în contact cu fluxul și influențează tensiunea solid-flux (σsf) și tensiunea lichid — flux (σlf). Ionii metalului aflați în flux sînt absorbiți pe întreaga suprafață a picăturii de topitură (deci și pe partea acesteia care vine în contact cu metalul solid).

Acești ioni vor provoca variația tensiunii superficiale interfazice la limita de contact metal solid-topitură (σsl).

Apare astfel ca justificată teoria după care procesul tratării cu flux constituie un mijloc de acționare asupra condițiilor de echilibru prin variația tensiunilor superficiale σs, σl, σsl.

Tensiunile de la suprafața metalelor sînt forme de manifestare a interacțiunii energetice a atomilor. Energia legăturilor interatomice diferă de la metal la metal și ca urmare și valorile tensiunilor superficiale ale metalelor se deosebesc. În consecință, umezirea și întinderea variază cu felul metalului, acestea nefiind o proprietate exclusivă a metalului dat.

Pe lîngă tensiunile de la suprafața metalului solid (σs) și cele de la suprafața topiturii (σl), umezirea și întinderea depind și de mărimea tensiunii superficiale interfazice (σsl), care este o mărime caracteristică fiecărei perechi de

Tabela 4

Tensiunea superficială şi coeficientul de întindere pentru sistemul metal-lichid-sare topită

Metal	Sare topită	Temperatura în °C	Tensiune superficială în ergi/cm²			Coeficientul de întindere
			Metal	Sare	Sarea metalului	
Staniu	$SnCl_2$	275	615	100	342	173
	$ZnCl_2 + NH_4Cl$	250	616	—	420	—
Plumb	$PbCl_2$	510	430	—	190	—
		600	423	—	170	—
	$PbCl_2 + KCl$	460	434	105	228	101
		600	423	95	208	120
Cadmiu	$CdCl_2$	605	585	77	4	504
		725	573	75	3,9	494
	$CdCl_2 + KCl$	605	585	81	131	373
		725	573	71	125	377

metal (rezultă că unul şi acelaşi metal lichid poate umezi şi se poate întinde în mod diferit pe suprafaţa a două metale solide diferite).

Aceasta ne face să conchidem că umezirea şi întinderea nu trebuie considerate ca fiind o proprietate specială a unui metal dat şi nici chiar o proprietate colectivă a unei perechi de metale, ci ca o însuşire a fiecărui sistem complex metal solid — flux — topitură.

Interpretînd astfel mecanismul de umezire şi întindere, tehnologului i se deschid largi posibilităţi pentru elaborarea unor procese tehnologice de lipire corectă a îmbinărilor, condiţie esenţială a unei bune conductivităţi electrice şi a unei ridicate rezistenţe mecanice şi la coroziune în montajele radioelectronice.

BIBLIOGRAFIE

[1] DUMMER, G. W. A. *Siguranţa în funcţionare a pieselor; o privire generală.* British Communication and Electronics, nr. 10, 1963, iunie, pag. 432—433.

[2] LAKEDEMONSKI, A. V. ş.a. *Lipirea şi aliaje de lipit* (traducere din limba rusă). Editura Tehnică, Bucureşti, 1962.

[3] APUHTIN, G. I. *Tehnologia lipirii îmbinărilor de montaj în construcţia de aparate* (traducere din limba rusă) Bucureşti, I.D.T., 1959.

[4] LANE, L. *Servicing Transistor Radio and Printed Circuits*, London, Iliffe-books L.T.D., 1962.

Ing. EREMIA MIHĂILESCU

RADIORECEPTORUL S 641 A

Pe linia îmbunătăţirii continue a calităţii produselor şi a elaborării de noi tipuri de produse la nivel mondial, colectivul de muncitori, ingineri şi tehnicieni al Uzinelor Electronica a elaborat şi dat în fabricaţie, în al doilea semestru al anului 1964, un nou tip de radioreceptor de clasă superioară — S 641 A —, prevăzut cu gama de UUS, cu performanţe similare radioreceptoarelor din aceeaşi categorie existente pe piaţa mondială.

După performanţele electrice şi electroacustice realizate şi după complexitatea schemei de principiu şi constructive, aparatul se încadrează în clasa a II-a (conform GOST Nr. 5651//1951).

Faţă de radioreceptoarele similare ce se fabrică în prezent în Uzinele Electronica, se poate afirma că performanţele radioreceptorului S 641 A au fost îmbunătăţite şi în special : sensibilitatea pe toate gamele de undă, selectivitatea, atenuarea frecvenţei „imagine" şi atenuarea frecvenţei intermediare (fig. 1).

Particularităţi constructive

Radioreceptorul are posibilitatea de a recepţiona atît emisiunile modulate în amplitudine (MA) cît şi emisiunile modulate în frecvenţă (MF). Pentru recepţionarea programelor modulate în frecvenţă (gama UUS) receptorul este prevăzut cu antenă dipol interioară, adaptată la circuitul de intrare al ansamblului bloc UUS.

Punerea şi scoaterea din funcţiune cît şi folosirea amplificatorului de joasă frecvenţă pentru redarea de pe picup sau pentru înregistrarea şi redarea benzilor de magnetofon, se face cu ajutorul claviaturii, evitîndu-se astfel introducerea întreruptoarelor separate.

Partea electrică este realizată pe cablaje imprimate şi pe blocuri funcţionale şi anume : blocul UUS, blocul RF (Fig.2) şi blocul FI + AF. Utilizarea blocurilor funcţionale a impus ca la proiectarea părţii mecanice să se adopte o linie deosebită faţă de cele întîlnite pînă acum în uzină, ceea ce a condus la situaţia că nu s-au putut folosi decît parţial ansamblurile mecanice existente în uzină. Folosirea cablajului imprimat a condus la o construcţie mecanică nouă, mai simplă şi cu o montare mecanică lipsită de dificultăţi.

Sistemul acustic este constituit din două difuzoare eliptice (130×205 mm) de 3W fiecare, montate în paralel. Prin plasarea judicioasă a acestor dfifuzoare pe panoul frontal al casetei s-a îmbunătăţit mult fidelitatea acustică a receptorului.

Grupul de alimentare cu tub redresor, folosit pînă acum la toate radioreceptoarele cu tuburi electronice fabricate de Uzinele Electronica, a fost înlocuit printr-un grup de alimentare cu elemente redresoare de seleniu, care prezintă

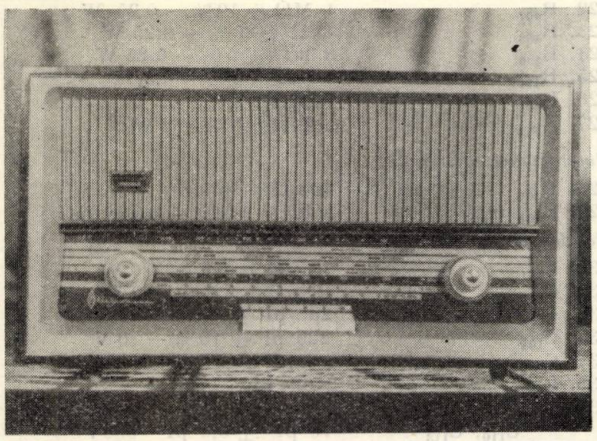


Fig. 1. Fotografia radioreceptorului S641 A.

unele avantaje față de tubul electronic în ce privește durata de funcționare, rezistența la șocuri, dimensiuni de gabarit etc.

Descrierea sumară a radioreceptorului

Montaj tip superheterodină cu 5+1 tuburi electronice din seria NOVAL (E80), destinat pentru recepția emisiunilor

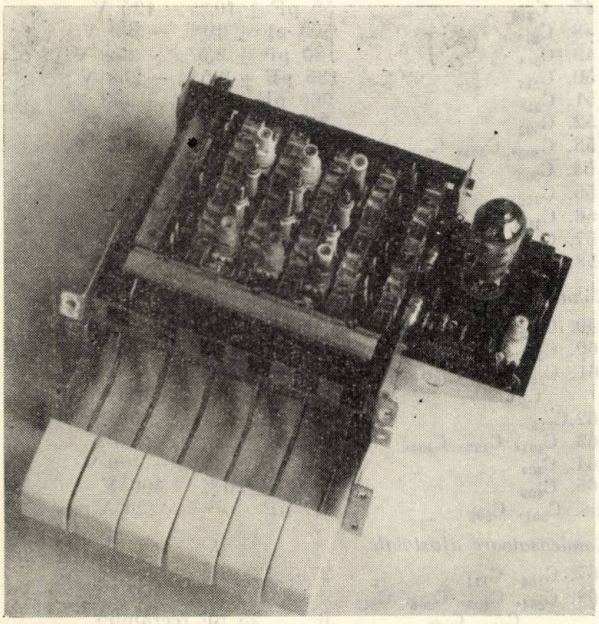


Fig. 2. Blocul funcțional RF al radioreceptorului S641 A.

cu modulație în amplitudine (MA) și cu modulație în frecvență (MF). Funcționează pe 4 game de undă și anume : UL, UM, US și UUS.

Alimentat numai de la rețeaua de curent alternativ (50Hz), radioreceptorul este prevăzut cu comutator tip claviatură, indicator optic de acord, reglaj de ton pe frecvențele înalte, antenă dipol interioară pentru recepționarea emisiunilor din gama UUS, și două difuzoare care asigură o redare acustică de calitate. În spatele aparatului sînt prevăzute mufe pentru magnetofon și picup și borne pentru difuzor suplimentar.

Este prezentat într-o casetă elegantă din placaj furniruit, cu ornamentații metalice, avînd o linie modernă.

Examinînd schema de principiu a radioreceptorului (fig. 3) se observă următoarele :

a) Pe linia de MF, semnalele de radiofrecvență captate de antena dipol sînt aplicate receptorului prin circuitul de intrare al etajului amplificator de înaltă frecvență și apoi prin etajul schimbător-oscilator (convertor). Funcțiunile de amplificator înaltă frecvență și schimbător -oscilator (convertor) sînt îndeplinite de dubla triodă ECC85 (T_1) care este montată în blocul UUS.

Semnalul de frecvență intermediară (10,7 MHz) este amplificat de etajele de frecvență intermediară echipate cu tuburile ECH81 (T_2) și EBF89 (T_3). Etajele de frecvență intermediară sînt comune, atît pentru emisiunile modulate în frecvență (MF) cît și pentru emisiunile modulate în amplitudine (MA).

După amplificare, semnalul FI este aplicat discriminatorului care este format din două diode ale tubului EABC80 (T_4) cu circuitele respective. În acest etaj se realizează detecția semnalelor modulate în frecvență.

Semnalul de audio frecvență obținut după detecție este amplificat mai departe în cele două etaje de audiofrecvență, echipate cu tuburile EABC80 (T_4) și EL84 (T_5). Partea triodă a tubului EABC80 se folosește pentru amplificarea tensiunii, iar tubul EL84 pentru etajul de putere.

De remarcat că etajele de audiofrecvență sînt comune, fără nici o modificare, atît liniei de MF cît și liniei de MA.

b) Pe linia MA, semnalele de radiofrecvență captate de antenă sînt aplicate receptorului prin circuitele de intrare. Circuitele de intrare, împreună cu circuitele oscilatorului, sînt montate pe un comutator cu clape.

Ansamblul RF este conectat la etajul convertor, echipat cu tubul ECH81 (T_2) și este format din mixer și oscilatorul local.

Semnalul de frecvență intermediară (455 kHz) este amplificat de etajul amplificator FI echipat cu tubul EBF89 (T_3) și aplicat apoi etajului de detecție. Etajul detector folosește una din diodele tubului EABC8o (T_4).

Semnalul de audio frecvență obținut după detecție este amplificat mai departe în etajele de audiofrecvență, comune ambelor linii.

Componenta continuă, proporțională cu amplitudinea semnalului, obținută la etajul detector, este aplicată pe grilele tuburilor ECH81 (etaj convertor) și EBF89 (etaj amplificator FI) pentru controlul automat al amplificării.

De la etajul final, prin transformatorul de ieșire, semnalul ajunge în circuitul difuzoarelor.

Pentru efectuarea mai corectă a acordului, atît pentru emisiunile modulate în amplitudine, cît și pentru cele modulate în frecvență, radioreceptorul este prevăzut cu indicator optic de acord, echipat cu tubul EM84 (T_6).

Pentru alimentarea receptorului se folosește o sursă alcătuită din transformatorul de rețea și redresorul, care folosește elemente redresoare de seleniu.

Date tehnice

Gamele de undă :

Pentru emisiunile cu modulație de amplitudine :
— unde lungi : 1035 — 2069 m (290 — 145 kHz) ;
— unde medii : 186,9 — 571,4 m (1605—525 kHz) ;
— unde scurte : 16,7 — 50 m (18 — 6 MHz).
Pentru emisiunile cu modulație de frecvență :
— unde ultra scurte : 4,1—4,63 m (73—65 MHz).

Frecvența intermediară :
— pentru emisiunile cu modulație de amplitudine : 455 kHz ;
— pentru emisiunile cu modulație de frecvență : 10,7 MHz ;

Tensiunile de alimentare : 110 V, 120 V și 220 V, c. a. — — 50 Hz ;

Sensibilitatea (pentru puterea la ieșire de 0,5 W) :
— unde lungi : mai bună de 150 μV ;
— unde medii : mai bună de 150 μV ;
— unde scurte : mai bună de 180 μV ;
— unde ultrascurte : mai bună de 60 μV pe impedanța de intrare de 300 Ω ;

— la bornele PU și magnetofon: mai bună de 75 mV.

Selectivitatea:

— pentru emisiunile cu modulație de amplitudine, la 1 MHz, pentru un dezacord de ± 9 kHz corespunde o atenuare de minimum 30 dB;

— pentru emisiunile cu modulație de frecvență, la 69 MHz, pentru un dezarcord de ± 300 kHz corespunde o atenuare de minimum 30 dB.

Fidelitatea electrică:

— pentru emisiunile cu modulație de amplitudine, la un semnal cu frecvența purtătoare de 1 MHz, nivelul la ieșirea receptorului, pentru frecvențele de modulație cuprinse între 80 ...3 500 Hz, are o atenuare de cel mult 6 dB, nivelul de referință fiind cel corespunzător frecvenței de 1 000 Hz;

— pentru emisiunile cu modulație de frecvență, la un semnal cu frecvența purtătoare de 69 MHz, nivelului de ieșire de 10 000 Hz îi corespunde o atenuare de maximum 6 dB față de nivelul corespunzător la 1 000 Hz;

— fidelitatea la bornele picupului: pentru frecvențe cuprinse între 80...11 000 Hz, atenuarea este de maximum 6 dB, nivelul de referință fiind cel coresponzător frecvenței de 1 000 Hz.

R.A.S.: La o variație de 10 dB a semnalului la ieșire, corespunde la intrare o variație de minimum 35 dB (pentru emisiunile cu modulație de amplitudine).

Puterea nominală la ieșire: 2,5 W cu maximum 10% distorsiuni globale (atît pentru semnale modulate în amplitudine, cît și cele modulate în frecvență), măsurată pe o sarcină neinductivă de 2Ω.

Puterea absorbită din rețea: Aproximativ 80 VA.

Difuzoarele: 2 difuzoare eliptice (130×205 mm) de cîte 3 W fiecare.

Tuburile electronice folosite:

ECC85 — amplificator radiofrecvență, oscilator și schimbător de frecvență pentru UUS;

ECH81 — oscilator și schimbător de frecvență pentru emisiunile modulate în amplitudine, amplificator de frecvență intermediară pentru unde ultrascurte (MF);

EBF89 — amplificator de frecvență intermediară pentru emisiunile modulate în frecvență și amplitudine;

EABC80 — detector pentru emisiunile modulate în amplitudine discriminator pentru emisiunile modulate în frecvență și amplificator comun de AF.

EL84 — Amplificator final (de putere).

EM84 — Indicator optic de acord (ochi magic).

Dimensiunile casetei: Aprox. 630×325×300 mm.

Greutatea aparatului: Aprox. 13 kg (fără ambalaj).

Siguranțe fuzibile: 1 A pentru 220 V și 2 A pentru 110 V și 120 V.

Lista materialelor electrice și a pieselor principale

(a se urmări pe schema de principiu)

Rezistențe chimice

1.	R_{101}	2 00Ω±5%—0,25W
2.	R_{102}	2kΩ ± 5%—0,25W
3.	R_{103}	180kΩ±10—0,25W
4.	R_{104}	12kΩ ± 5%—0,25W
5.	R_{201}	4,7kΩ± 10% — 0,25W
6.	R_{202}	27kΩ ± 10% — 1W
7.	R_{203}	39kΩ ± 10% — 1W
8.	R_{204} R_{208} R_{301} R_{302}, R_{303}	1 MΩ ± 20% — 0,25W
9.	R_{205}	150Ω ± 10% — 0,25W
10.	R_{206}, R_{309}, R_{410}	47 kΩ±10%—0,25W
11.	R_{207}	1 kΩ ± 10% — 0,25W
12.	R_{304}	100kΩ ± 20% — 0,5W
13.	R_{305}	1 kΩ ± 20% — 0,5 W
14.	R_{306}	470kΩ ± 10% — 0,25W
15.	R_{308}	100kΩ ± 20% — 0,25W
16.	R_{310}, R_{403}	100kΩ ± 10% — 0,25W
17.	R_{311}, R_{312}	2,2 MΩ ± 20% — 0,25W
18.	R_{601}	470kΩ ± 20% — 0,25 W
19.	R_{401}	220kΩ ± 20% — 0,25 W
20.	R_{402}	10MΩ ± 20% — 0,5W
21.	R_{404}	330Ω ± 5% — 0,25 W
22.	R_{407}	1 MΩ ± 10% — 0,25 W
23.	R_{408}	1kΩ ± 20% — 0,25 W
24.	R_{409}	3,3kΩ ± 5% — 0,25 W
25.	R_{411}	160Ω ± 5% — 0,5 W
26.	R_{501}	5,1kΩ ± 5% — 2 W
27.	R_{502}	2,2kΩ± 5% — 2 W

Potențiometre chimice

28.	R_{307}	100 Ω — liniar
29.	R_{405} R_{406}	1MΩ + 1 MΩ — logaritmic

Condensatoare ceramice

30.	C_{101}	18 pF ± 5% — 500 V
31.	C_{102}	12 pF ± 5% — 500 V
32.	C_{103} C_{112}	20 pF ± 5% — 500 V
33.	C_{104}	220 pF ± 10% — 70 V
34.	C_{105}	3,9 pF±0,5 pF—500 V
35.	C_{107}	2 200 pF — 500 V
36.	C_{108} C_{109} C_{110}, C_{113}	10 pF ± 0,5 pF—500V
37.	C_{114}	160 pF ± 2% — 500V
38.	C_{115}	15 pF ± 5% — 500V
39.	C_{211}	4,7 nF —300V
40.	C_{301}, C_{311}	10 pF ± 0,25 pF — 500V (disc.)
41.	C_{307} C_{310}	10 nF — 30V (plachetă)
42.	C_{308}	10 pF ± 1 pF — 500 V (disc.)

Condensatoare styroflex

43.	C_{201}	200 pF ± 5% — 500 V
44.	C_{203}	2 500 pF ± 5% — 250 V
45.	C_{207}	50 pF ± 2,5% — 125 V
46.	C_{209} C_{317} C_{318} C_{402}	100 pF ± 10% — 125 V
47.	C_{212}	50 pF ± 10% — 125 V
48.	C_{213}	500 pF ± 10% — 500 V
49.	C_{214}	180 pF ± 2,5% — 250 V
50.	C_{217}	135 pF ± 2,5% — 250 V
51.	C_{218}	360 pF ± 2,5% — 250 V
52.	C_{302}	20 pF ± 2,5% — 125 V
53.	C_{303}, C_{304}, C_{313}, C_{314}	300 pF ± 2,5% — 125 V
54.	C_{305}	200 pF ± 10% — 125 V
55.	C_{312}	50 pF ± 2,5% — 125 V
56.	C_{319}, C_{320}	100 pF ± 5% — 125 V
57.	C_{321}	500 pF ± 10% — 125 V
58.	C_{405}	470 pF ± 10% — 125 V

Condensatoare cu hîrtie

59.	C_{202}	1 000 pF ± 20% — 1 000 V
60.	C_{210}, C_{309}	1,5 nF ± 20% — 400 V
61.	C_{221},C_{306},C_{316},C_{323} C_{406}	10 nF ± 20% — 400 V
62.	C_{315}	6,8 nF ± 20% — 400 V
63.	C_{401}, C_{403}, C_{404},	50 nF ± 20% — 250 V
64.	C_{407}	2,2 nF ± 20% — 400 V
65.	C_{409}	1 nF ± 20% — 400 V
66.	C_{501}, C_{502}	4,7 nF — 220 V c.a.

Condensatoare ajustabile

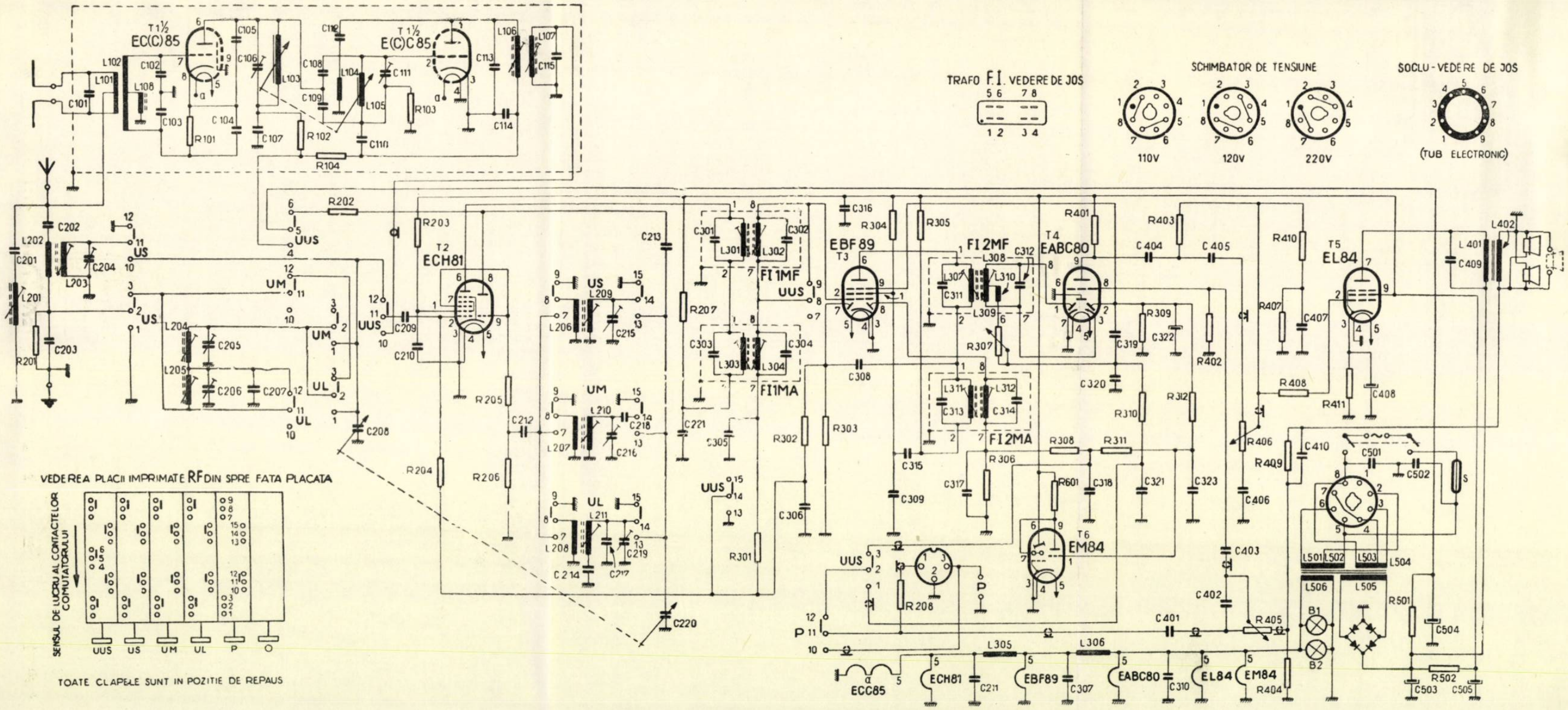
67.	C_{106}, C_{111}	2....12 pF
68.	C_{204}, C_{205}, C_{206}. C_{215} C_{216}, C_{219}	6 ... 25 pF (ceramic)

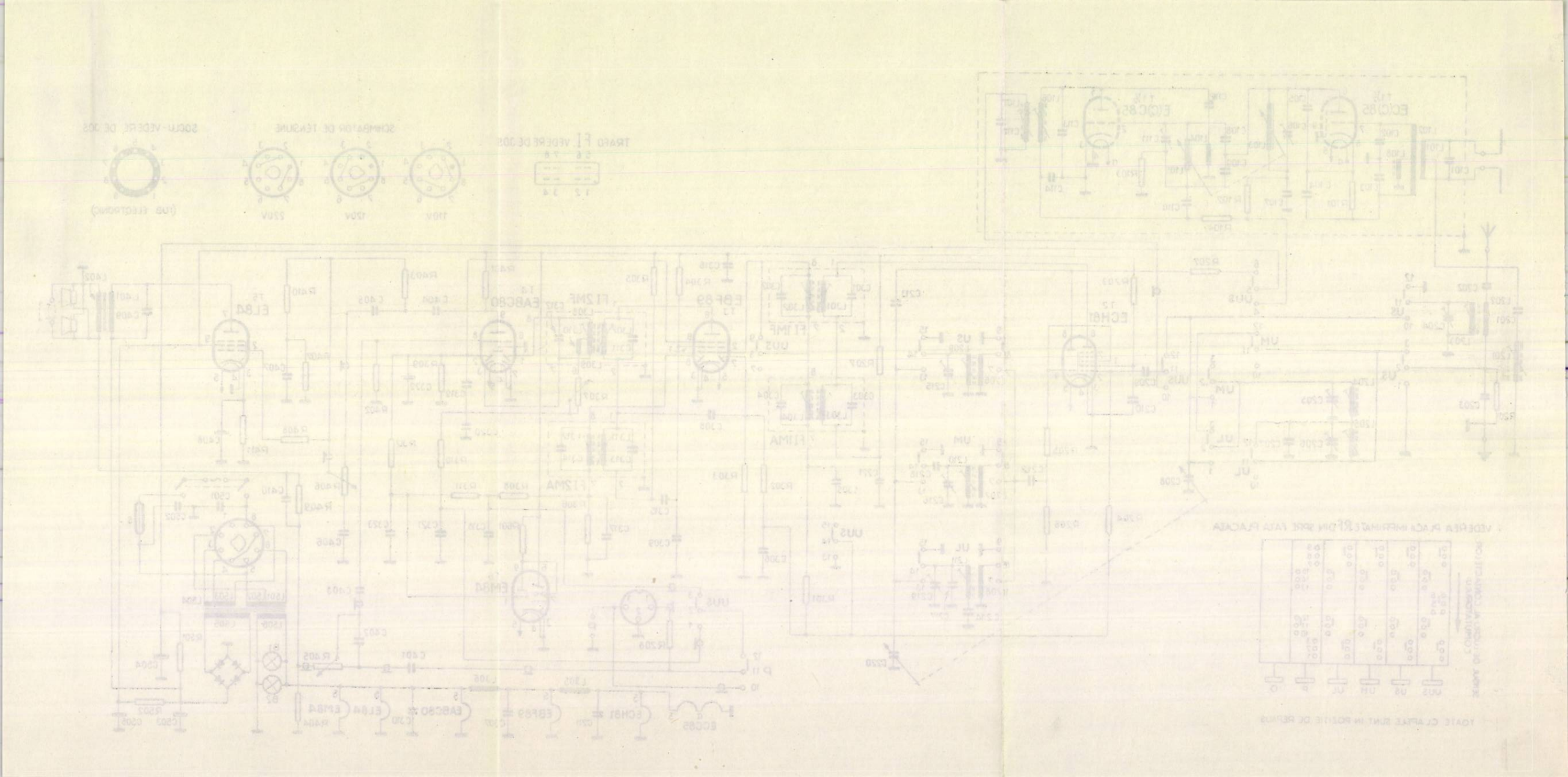
Condensatoare electrolitice

69.	C_{322}	6 μF — 100 V
70	C_{408}	5 μF — 12/15 V
71.	C_{503}	50 μF — 350 V
72.	C_{504}, C_{505}	2×50μF — 350 V

Condensatoare variabile duble cu aer

73.	C_{208}, C_{220}	2×500 pF
74.	Redresor seleniu	
75.	T_1 — tub electronic ECC85	
76.	T_2 — tub electronic ECH 81	
77.	T_3 — tub electronic EBF89	
78.	T_4 — tub electronic EABC80	


T 1½ EC(C)85
T 1½ E(C)C85
TRAFO F.I. VEDERE DE JOS
5 6 7 8
1 2 3 4
SCHIMBATOR DE TENSIUNE
110V
120V
220V
SOCLU - VEDERE DE JOS
(TUB ELECTRONIC)
T2 ECH81
T3 EBF89
T4 EABC80
T5 EL84
T6 EM84
FI1MF
FI1MA
FI2MF
FI2MA
UUS
US
UM
UL
P
O
VEDEREA PLACII IMPRIMATE RF DIN SPRE FATA PLACATA
SENSUL DE LUCRU AL CONTACTELOR COMUTATORULUI
TOATE CLAPELE SUNT IN POZITIE DE REPAUS
ECC85
ECH81
EBF89
EABC80
EL84
EM84



79. T_5 — tub electronic EL84
80. T_6 — tub electronic EM84
81. B_1, B_2 — bec pentru scară 6,3 V/0,3 A
82. S — fuzibil 2 A (pentru 110 V și 120 V)
1 A (pentru 220 V)
83. Ansamblu bloc UUS — P20989
84. Bloc funcțional RF — P21174
85. Bloc funcțional FI + AF — P21184
86. Ansamblu trafo-ieșire — P31995
87. Ansamblu grup alimentare — P21128
88. Scară imprimată — P21176
89. 2 difuzoare eliptice de 3 Va (130×205 mm) — P10462

Cronica

CONSFĂTUIREA REVISTEI „TELECOMUNICAȚII" CU CITITORII

În după amiaza zilei de 24 septembrie 1964, colectivul de redacție al revistei „Telecomunicații" a avut o întîlnire cu cititorii în localul Editurii Transporturilor și Telecomunicațiilor, sub auspiciile Editurii și ale organizației C.I.T. din sindicatul muncitorilor din transporturi și telecomunicații.

Cuvîntul de deschidere a fost rostit de tov. ing. C. Nasta, directorul Editurii TTc.

În referatul său tov. prof. ing. Gh. Cartianu, membru corespondent al Academiei Romîne, a relevat dublul rol de informare și instruire a cititorilor și de formare a cadrelor de autori — creatori în tehnică, pe care-l au revistele de specialitate și a amintit succesele revistei noastre în acest sens. Referatul a făcut cunoscută trecerea revistei dela apariția bilunară la apariția lunară și difuzarea ei prin librării. A fost prezentat în linii mari planul tematic al revistei arătîndu-se că o bună parte din articolele publicate în 1964 decurg din acest plan și că el este valabil și pentru anii următori.

Analizînd conținutul revistelor pe ultimii doi ani, referatul a evidențiat creșterea numerică a articolelor la dublu în 1964 față de 1963 — datorită parțial trecerii la apariția lunară, parțial concentrării articolelor — și creșterea ponderii articolelor cu caracter aplicat, celor de informare generală și celor care ilustrează realizări din țară. Problemele de întreținere și exploatare au constituit o pondere redusă, iar aplicațiile practice nu au fost totdeauna subliniate în articolele originale. Deasemeni televiziunea, radiorelee-le, telefonia interurbană sînt insuficient tratate. Din numărul de autori, MTTc reprezintă 30%, I.P.B. 30%, iar industria 40%, proporție rațională, îmbunătățită mai ales în ultimul timp în ce privește contribuția MTTc, dar nu suficient.

Tirajul revistei este acum 2100 exemplare, din care abonamentele individuale constituie încă o proporție redusă, dovedind o insuficientă propagandă pentru revistă printre specialiști. Revista este cunoscută și apreciată peste hotare și este recenzată regulat în revistele de referate străine.

Coreferatul tov. ing. C. Boerescu, din partea DGPTc, a subliniat varietatea ramurilor de telecomunicații pe care trebuie să le deservească o singură revistă, justificînd de ce revista noastră nu poate face operă de documentare sau didactică, ci trebuie să se axeze pe ilustrarea realizărilor din patria noastră, pe informarea asupra stadiului mondial în diferite probleme de telecomunicații și pe educarea profesională și științifică a cadrelor de tehnicieni. Coreferatul a relevat „timiditatea" inginerilor din întreținere și exploatare care ar putea colabora la revistă și a indicat cîteva categorii de contribuții prin care experiența acestora ar putea fi fructificată : lucrările din planurile tehnice ale unităților de exploatare; inovațiile generalizabile; note despre comportarea echipamentelor și prelucrarea statisticelor tehnice; analiza unor defecțiuni; analiza desfășurării lucrărilor de întreținere curentă și reparații, analiza normelor de muncă și de consum; prezentarea lucrărilor de investiții. S-a propus menținerea preocupărilor existente, de ameliorare în colectivul de redacție a contribuțiilor primite cu deficiențe de formă și de limitare a lungimii articolelor, precum și intensificarea corespondenței cu cititorii. S-a propus folosirea coloanelor revistei și corespondenței cu aceasta pentru propuneri de precizare a terminologiei de telecomunicații.

Luînd cuvîntul, numeroși participanți au contribuit cu observații prețioase și cu sugestii de care se va ține seama în activitatea viitoare a revistei.

Problema nivelului revistei a fost larg dezbătută, toți vorbitorii apreciind nivelul atins și pronunțîndu-se pentru menținerea unui nivel superior.

Au fost criticate (Millea, Mitescu) cîteva greșeli și articole slabe, în special prezentările de receptoare; colectivul de redacție a luat măsuri pnetru evitarea lor pe viitor. S-a precizat înțelesul noțiunii de nivel superior (Uidilă, Preda). În încheiere tov. prof. Cartianu a subliniat că revista oglindește stadiul țării, iar tov. Director Nasta a precizat că indicațiile C.C. al PMR arată că revistele tehnice trebuie să fie la nivel superior, dar nu teoretizante.

Necesitatea unei alte reviste de nivel mediu, care totodată poate fi o revistă pentru radioamatori, a fost unanim recunoscută.

Ponderea relativă a diverselor ramuri de telecomunicații în revistă s-a dovedit justă, deoarece mai mulți vorbitori au apreciat fiecare că ramura sa este defavorizată în avantajul celorlalte.

O problemă mult dezbătută a fost aceea a articolelor cu caracter didactic (Millea, Wardalla, Preda, Cartianu, Boerescu). S-a ajuns la concluzia că acestea nu au loc în revistă decît ca articole introductive pentru noi capitole de tehnică, necuprinse încă în literatura tehnică romînă. Deasemeni din discuții (Costiner, Mitrofan, Wardalla etc.) a reieșit necesitatea diverselor forme de expunere a nivelului mondial al tehnicii (prezentări, referate, sinteze și mai ales studii comparative).

Dintre sugestiile aduse în discuții se relevă: să se trateze problemele de indici calitativi (Wardalla), să se traseze în revistă direcții pentru cercetările științifice (Popescu); să se anticipeze prin informații și studii teoretice domeniile noi în perspectivă de aplicare (Popescu, Mitescu); să se dea atenție problemelor de protecție a materialelor Tc. (Codăuș); să se activeze nu numai pentru precizarea termenilor de telecomunicații, dar și pentru explicarea lor (Millea).

Problema contribuțiilor din întreținere a stîrnit discuții vii. Dintre ideile constructive exprimate, în afară de cele din coreferatul citat, se relevă rolul de schimb de experiență și de emulație al relatărilor despre realizări din planul tehnic, studierea indicilor de întreruperi realizați (Wardalla), propunerea ca membrii colectivului de redacție din MTTC să elaboreze un plan tematic de probleme de exploatare (Cartianu).

S-au adus la cunoștința colectivului de redacție unele doleanțe ale autorilor și cititorilor, printre care citarea locului de muncă al autorilor și data primirii articolului în redacție, crearea unei rubrici de corespondență, etc.

Au fost primite cu o legitimă satisfacție elogiile multor vorbitori și informările din care reiese eficacitatea revistei (Codăuș, Popescu).

Un aspect major, relevat în încheiere de tov. prof. Condrea, prof. Cartianu și ing. Nasta este rolul de educare a cititorilor și de formare a cadrelor de colaboratori și de cercetători, rol pe care revista l-a îndeplinit cu eficacitate și-l va îndeplini în continuare. Antrenarea cadrelor de conducere a muncii tehnice din unitățile de întreținere, relevarea succeselor acestor unități, generalizarea experienței lor și crearea unei emulații între ele, vor constitui o încununare a acestui rol al revistei.

Știri din ÎNTREPRINDERI

Radioreceptorul S643A „Darclée III" este noul radioreceptor produs de Uzinele Electronica. Este de tip superheterodină cu 5+2 tuburi electronice din seria E80 destinat pentru recepția emisiunilor cu modulație de amplitudine sau de frecvență.

S643A este realizat cu cablaj imprimat și construit din 4 module funcționale: modul pentru ansamblul bloc U.U.S., modul pentru etajul schimbător-oscilator, modul pentru etajul de frecvență intermediară și etajul detector, modul pentru etajul de joasă frecvență.

Radioreceptorul „Darclée III" este prevăzut cu indicator optic de acord, cu antenă dipol pentru recepția emisiunilor în gama de unde US, cu reglaj de tonalitate pentru frecvențele înalte, cu bornă de P.U., cu mufă de magnetofon, cu borne de difuzor suplimentar și cu două difuzoare de 2,5 VA.

Radiorceptorul este montat împreună cu un picup tip Supraphon simplu într-o casetă de placaj furniruit și prevăzută cu ornamente de masă plastică metalizată.

Dimensiunile aproximative: 630 × 440 × 340 mm avînd o greutate aproximativă de 20 kg.

Dintre condițiile tehnice ale radioreceptorului reținem:

Se poate alimenta de la rețeaua de c.a. 50 Hz la tensiunile de 110, 120, și 220 V. Schimbarea tensiunilor se face cu un schimbător de tensiune de tip carusel.

Receptorul poate recepționa următoarele game de unde:

UL 1035—2 000 m (290 — 150 kHz)
UM 188 — 566 m (1590—530 kHz)
US 16,7 — 50 m (18—6MHz)
UUS 4,1 — 4,63 m (73 — 65 MHz)

Sensibilitatea receptorului pentru o putere la ieșire de 0,5 W:

UL mai bună de 200 μV
UM mai bună de 200 μV
US mai bună de 250 μV
UUS mai bună de 100 μV pe o impedanță de intrare de 75 Ω, iar la bornele de P.U. și magnetofon mai bună de 60 mV.

● Un nou receptor de televiziune a fost realizat la Uzinele Electronica, televizorul „E 47".

„E 47" este un receptor de televiziune de tip superheterodină, în montaj cu cale comună pentru semnalul de imagine și sunet (cu bătăi între purtătoare).

Este un televizor de clasă medie și este destinat recepției a 12 canale de televiziune ale căror parametri de semnal să corespundă standardului O.I.R.T.

Televizorul este echipat cu 22 tuburi electronice și 4 diode semiconductoare (două diode cu seleniu și două cu germaniu). De asemeni este prevăzut cu un tub cinescop cu unghiul de deflexie de 110°, aluminizat, cu diagonala de 47 cm, cu focalizare electrostatică și cu difuzor permanent dinamic Ø 170 (1,5 VA — 3,5 Ω) care redă un spectru larg de frecvențe.

Televizorul este realizat pe blocuri funcționale. Blocul video-sunet și baleiaj este realizat pe principiul cablajelor imprimate, asigurînd o mare stabilitate și robustețe în funcționare.

„E-47" are o linie modernă și elegantă, fiind prezentat într-o casetă din placaj furniruit, lustruit oglindă, cu performanțe acustice remarcabile.

Și acest televizor este asimetric, comenzile fiind scoase în față, lateral stînga, poziționate pe verticală și șasiul rabatabil în jurul unei axe verticale.

„E-47" este prevăzut cu următoarele reglaje manuale: volum, ton, contrast, luminozitate, frecvența liniilor, frecvența cadrelor, liniaritate pe verticală, dimensiune pe verticală, dimensiune pe orizontală, reglaj manual al amplificării și acord fin sunet-imagine.

Televizorul are o impedanță de intrare de 75 Ω asimetrică.

Greutatea aproximativă a televizorului este de 28 kg.

Note tehnice externe

Vom putea viziona în anul 1966, și emisiuni televizate în culori din lună

Prin lansarea aparatelor cosmice „Surveyer" este prevăzut ca în anul 1965 să urmărim emisiuni de televiziune în albnegru, iar în 1966, transmisii în culori de pe suprafața Lunii. În cursul lansărilor din anul 1966, pe aparatele „Surveyer" va fi amplasat utilaj de televiziune pentru transmiterea imaginilor panoramice în culori și pentru transmiterea imaginilor de la mică distanță. Imaginile vor fi luate cu o expunere de 0,15 s și se vor transmite pe Pămînt la fiecare 3,5 s.

La o înălțime de 1 000 de mile față de suprafața Lunei, axele de direcție ale tracțiunii rachetelor de frînare a aparatului „Surveyer" vor fi fixate în direcția vectorului vitezei de deplasare a aparatului: în acel moment se va declanșa aparatul de luat vederi cu obiectiv imobil. Fotografiile vor fi transmise pînă în momentul în care vor fi conectate prin-

cipalele rachete de frînare, la o altitudine variind între 50—60 mile.

Nu s-a stabilit încă modul cum vor decurge emisiunile de televiziune în etapa coborîrii pe suprafaţa Lunei. Camera de televiziune va fi conectată probabil şi în cursul funcţionării rachetelor de frînare. În acest scop, ultima imagine va fi obţinută de la o înălţime de 10 000—20 000 picioare.

Se vor efectua experienţe pînă în momentul atingerii suprafeţei Lunei şi timp de 100 de ore după aceea, iar apoi, se va proiecta explorarea reliefului cu ajutorul unei camere de televiziune în culori şi experienţe cu radiaţii alfa.

Explorarea cu ajutorul televiziunii în culori prevede obţinerea unui şir de imagini consecutive ale unuia şi aceluiaşi loc, prin filtre de culoare diferită.

Reproducerea imaginilor în culori ale suprafeţei Lunei urmează să fie efectuată pe Pămînt.

(Din „Missiles and Rockets", 1964).

Antena de radiolocaţie de mare sensibilitate

La Laboratorul de cercetări ştiinţifice de la Cambridge al forţelor aeriene militare ale S.U.A. s-a elaborat construcţia unei antene de radiolocaţie cu mai multe plăci, care va fi de 100 de ori mai sensibilă decît antena uriaşului radiotelescop construit recent la Arecibo (Porto Rico) şi de 10 000 de ori mai sensibilă decît antena telescopului de radiolocaţie de 84 picioare, folosit pe larg în S.U.A. pentru observaţii astronomice.

Comparînd sensibilitatea pe care o poate asigura noua antenă cu aceea a antenei radiotelescopului de la Arecibo, un purtător de cuvînt al sus-numitului laborator a precizat că dacă ambele antene vor fi localizate pe un obiect aflat la o distanţă de 15 000 de mile, obiectul minim, care va putea fi descoperit cu ajutorul telescopului de la Arecibo, va avea dimensiunile de circa 0,1 yard pătrat, iar cu ajutorul noii antene — 0,001 yarzi pătraţi.

(Din „Associated Press", 4/II/1964).

Aparatură de televiziune portativă

În S.U.A. a fost construită o aparatură portativă de televiziune. Întreaga aparatură, inclusiv camera de televiziune, emiţător şi sursă de alimentare cu energie electrică, cîntăreşte 16,6 kg. Camera are dimensiuni de 7,6×10 × ×20 cm şi greutatea-inclusiv obiectivul şi sursa de alimentare — de 2,3 kg. Datorită unui postament cu două picioare, operatorul ţine camera la nivelul ochilor fără dificultăţi. În timpul funcţionării, camera este conectată printr-un cablu suplu cu emiţătorul purtat pe spate de operatori.

Emiţătorul şi sursa de energie electrică sînt instalate într-o cutie metalică. Emiţătorul este confecţionat în întregime din circuite imprimate şi semiconductoare. El funcţionează pe frecvenţa de 2 000 MHz. Antena omnidirecţională se instalează pe un pilon lung de 60 cm care se fixează de partea superioară a cutiei metalice. Alimentarea pentru aproximativ o oră este asigurată de un acumulator cu cadmiu-nichel supraîncărcat, în greutate de circa 3 kg. Acumulatorul poate fi introdus în cutie fără a fi deconectat. În afară de aceasta, în caz de nevoie, aparatura poate fi alimentată de la un acumulator auto. Camera şi emiţătorul consumă 20 de waţi. Raza de acţiune a emiţătorului este de aproximativ 1 500 de metri.

Din „l'Usine Nouvelle", 30 IV 1964).

Televizor cu tranzistoare

Firma japoneză „Standard Radio Corporation" a realizat un televizor portativ, confecţionat în întregime cu tranzistoare.

Ecranul televizorului are un diametru de 3 ţoli. Aparatul este echipat cu 26 triode semiconductoare şi 30 diode semiconductoare.

Noul aparat poate funcţiona de la o baterie uscată, de la o baterie auto, sau de la reţeaua obişnuită de iluminat electrică.

Din „Kiodo-Tuşin", 13 VI 1964).

Folosirea laserului în televiziune

A fost efectuată o experienţă de laborator din care a reieşit că raza unui laser asigură obţinerea unor imagini de televiziune mai precise şi mai clare.

Fasciculul luminos de laser este îndreptat spre locul acţiunii sau spre imaginea care trebuie transmisă la televiziune şi lumina reflectată a acestui fascicul este recepţionată de un fotomultiplicator.

O astfel de telecameră cu laser, realizată de firma americană „General Precision Laboratorie" va găsi o largă folosire în cercetările cosmice pentru fotografierea a acelei părţi a Lunei care se află în umbră şi a planetelor, precum şi pentru descoperirea obiectelor aflate în întuneric.

(Din „Science News Letter", vol. 85, 9.V.1964).

O revoluţie în sistemul transmisiilor telefonice şi al emisiilor de televiziune

Un cablu de tip convenţional asigură transmisia simultană a numai 2 700 de comunicaţii telefonice sau trei emisii de televiziune. Prof. Hans Georg Unger de la Institutul de înalte frecvenţe de la Brunswick a pus la punct un procedeu nou, care permite utilizarea undelor de foarte înaltă frecvenţă, a căror viteză e aproape de viteza luminii în comunicaţiile telefonice la mare distanţă.

Noul tip de cablu va putea astfel transmite simultan un milion de conversaţii telefonice sau o mie de emisii de televiziune. Procedeul este explicat prin faptul că undele milimetrice de foarte înaltă frecvenţă (circa o sută de miliarde de oscilaţii pe secundă) au o enormă capacitate de transmisie. În felul acesta, se vor putea utiliza în curînd undele luminoase pentru a transmite o cantitate nelimitată de conversaţii telefonice şi transmisii de televiziune.

(Din „Journal de télécommunications", august, 1964).

Laser cu o singură frecvenţă

Firma „Bell Telephone Laboratories" (S.U.A.) a realizat un laser cu gabarit redus, cu heliu-neon, care furnizează o rază vizibilă de lumină roşie de o singură frecvenţă. Tubul de descărcare cu gaze are o lungime de doi ţoli şi un diametru de 0,04 ţoli.

Laserul funcţionează fără întrerupere la temperatura mediului ambiant, cu curent continuu.

Prin modificarea distanţelor dintre oglinzi se realizează generarea unei frecvenţe de 1 500 MHz. Acordarea laserului se efectuează prin deplasarea uneia din oglinzile extreme cu mai puţin de 0,000012 ţoli, ceea ce se obţine cu ajutorul transformatorului piezoelectric, fixat la oglindă.

Laserele cu gaze, realizate anterior, generau simultan cîteva frecvenţe, în urma cărui fapt aveau dimensiuni mari. Stabilizarea frecvenţei lor era îngreunată. Noul laser nu are decît o frecvenţă şi este mai puţin supus vibraţiilor ceea ce uşurează stabilizarea frecvenţei.

Un astfel de laser poate fi folosit ca instrument de măsurare de precizie. Prin combinarea uneia din oglinzi cu dispozitivul de fixare, orice abateri, oricît ar fi ele de neînsemnate, de la poziţia precisă vor provoca o modificare a frecvenţei. Abaterile mai mici de 0,000001 ţoli pot fi măsurate cu osciloscopul.

(Din „Design News", 8/I/1964).

Aparatură electronică deosebind 100 milioane de nuanţe de culori

Un concern japonez de electronică a anunţat că a pus la punct o aparatură electronică de înaltă precizie, care poate deosebi 100 milioane de nuanţe. Se ştie că cei mai buni specialişti nu pot deosebi decît 7,5 milioane nuanţe de culori. Instalaţia constă, în esenţă, dintr-un fotometru spectral de înaltă sensibilitate conectat la o maşină electronică de calcul şi un imprimator care imprimă rezultatul. O comparare totală între două culori necesită două minute.

(Din „Neuheiten und Erfindungen", nr. 338, 1964).

Transmiterea curentului electric fără cablu

Institutul american de electrotehnică şi electronică din New York a dat publicităţii un comunicat în care se spune că reprezentanţii firmei „Raighton Company" au prezentat la o sesiune a acestui institut o comunicare cu privire la elaborarea sistemului de microunde cu ajutorul căruia curentul electric poate fi transmis prin aer fără cablu.

În cursul experienţelor efectuate de cercetătorii ştiinţifici care lucrează în laboratoarele firmei „Raighton Comp". din Berlinghton, puteri electrice de cîteva sute de waţi au fost transmise fără cablu la o distanţă de 25 picioare. Tehnica actuală permite transmiterea fără cablu a unor puteri de peste 100 kW. Dar pentru aceasta trebuie efectuate noi experienţe.

În prezent, metoda transmiterii energiei electrice fără cablu nu poate concura încă metodele obişnuite de transmitere a curentului electric prin cablu.

Transmiterea energiei electrice fără cablu a devenit posibilă, datorită unui număr de trei realizări în domeniul tehnicii de microunde.

Prima realizare este construcţia unui amplitron de microunde care produce unda neîntreruptă. Una asemenea amplitron are la ieşire o putere de 425 kW, cu un randament de 72 %.

A doua realizare este confecţionarea antenei care face posibilă recepţionarea a circa 50% din puterea curentului transmis. Antenele de radio şi radiolocaţie obişnuite pot recepţiona numai a una miliarda parte din puterea transmisă.

A treia realizare o constituie construcţia a două tipuri diferite de redresoare, care transformă cu un mare randament, energia recepţionată prin microunde în curent continuu.

(Din „B.T.S. – TASS", 9/IV/1964).

Cel mai mic releu din lume

Firma americană „Teledyne" produce cel mai mic releu din lume. Acesta se găseşte amplasat într-o carcasă de tranzistor TO-5. Greutatea acestuia, inclusiv conexiunile sale, este de 2,3 g din care 0,5 g reprezintă legăturile. Dacă releul se montează într-o schemă cu circuite imprimate, greutatea releului atinge 1,7 g. Datele electrice ale acestui releu sînt totuşi remarcabile. Consumul releului este de 100 mW. Timpii de atragere şi cădere sînt 1,5 milisecunde. Releul rezistă la zece milioane de contactări la o sarcină mică şi un milion de contactări la 28 V şi 0,5 amperi în c.c. Releul poate fi livrat pentru tensiunile de 6,9, 12, 18 şi 26,5 V.

(Din „Industriekurier", 18/III/1964).

Referate

* * **Eliminarea brumului care apare în etajul schimbător de frecvenţă al unui radioreceptor cu modulaţie de frecvenţă,** Electr. Electron. Mod. nr. 172 (1964) februarie, pag. 63, 4 fig.

În radioreceptoarele cu modulaţie de frecvenţă, apare uneori un brum (frecvenţa 50 Hz) ce ia naştere în etajul schimbător de frecvenţă datorită tensiunii de alimentare de 50 Hz ce alimentează filamentul tubului, cauzînd variaţii de frecvenţă ale oscilatorului local.

Pentru înlăturarea acestui brum, care apare în receptoarele de calitate inferioară în momentul acordării pe un post, se dau trei scheme în care se indică următoarele posibilităţi: selecţionarea unui tub schimbător de frecvenţă care să nu prezinte brumul amintit; introducerea unei bobine de şoc în alimentarea filamentului schimbătorului de frecvenţă; polarizarea filamentului schimbătorului de frecvenţă cu o tensiune pozitivă faţă de catod.

READ, L.W. şi WELDON, L.A. **Acordarea receptoarelor cu ajutorul diodelor cu capacitate variabilă,** IEEE Trans. Broad and EV Receivers (1963), nr. 3, noiembrie pag. 27—35, 19 fig.

Pornind de la caracteristica diodelor varactor de a prezenta o capacitate variabilă în funcţie de tensiunea aplicată, se demonstrează posibilitatea de utilizare a acestora pentru acordul receptoarelor cu modulaţie de frecvenţă, înlocuind condensatoarele varabile obişnuite din circuitele de rezonanţă. Deoarece este necesară obţinerea unui factor de calitate bun în aceste circuite, se analizează influenţa rezistenţei materialului, echivalentă cu o rezistenţă serie, şi a curentului de scăpări, echivalent cu o rezistenţă paralel, asupra Q-ului acestor circuite. Se analizează, de asemenea, domeniul de capacităţi acoperit de aceste diode varactor, în funcţie de polarizare. Elementele care determină variaţia capacităţii corespunzătoare unei tensiuni date cu temperatura sînt variaţiile potenţialului de contact, precum şi permitivităţii materialului. Prima cauză menţionată poate fi compensată prin modificări de schemă şi adăugarea unei surse suplimentare de polarizare; variaţiile datorate celei de-a doua cauze sînt mai dificil compensate prin utilizarea în schemă a unor termistoare. Se dă un exemplu concret de acordare a receptorului utilizînd diode varactor.

CHURCHILL, H. B. **Recepţia la foarte mare distanţă pe unde scurte,** Radio-Electron. 35 (1964) nr. 1, ianuarie, pag. 34 — 37, 9 fig. 2 tabl.

Autorul compară două antene Yagi şi o antenă rombică. Relaţiile sînt valabile în cazul oricărui regim la foarte mare distanţă pe unde scurte. Prin suspendarea verticală a elementelor, antena Yagi cu trei elemente — utilizată pe scară largă în televiziune — asigură dirijarea (directivitatea) în orice direcţie; lungimea şi distanţele între elemente trebuie să fie calculate pentru banda respectivă. Această antenă asigură un cîştig de 8,6 dB faţă de un dipol orizontal. Antena Yagi cu patru elemente verticale este prea grea pentru a fi rotită, însă poate fi orientată vertical prin ridicarea sau coborîrea firului de suport orizontal; cîştigul acestei antene este de 9,5 dB faţă de un dipol orizontal. Antenele Yagi, nu trebuie să fie orientate către o sursă de zgomot din apropiere. Antena rombică prezintă trei avantaje importante: cîştig mai mare decît la antenele Yagi, recepţia într-o bandă largă, iar cînd impedanţa terminală este corectă, dublează raportul semnal/zgomot. Orientarea acestei antene se obţine cu ajutorul contragreutăţilor întinse cu un troliu de mînă sau cu un motor, astfel încît să se obţină diferite unghiuri. Se dau detalii de proiectare şi de construcţie a acestor antene.

HOLLEY, V. E. **Superheterodină pe unde scurte,** Radio Constructor 17 (1964) nr. 8, martie, pag. 534 — 539, 4 fig.

Pentru recepţia emisiunilor pe unde scurte, (în banda 9,5 ... 60 m) a fost realizat un radioreceptor superheterodină, echipat cu cinci tuburi. Semnalul recepţionat de antenă este aplicat direct, printr-un condensator de cuplaj, la grila unei pentode cu pantă variabilă. Prin aceasta, amplificarea etajului este redusă, dar se simplifică punerea la punct, se reduce riscul de instabilitate şi se îmbunătăţeşte raportul semnal/zgomot. Semnalul de la ieşirea pentodei de radiofrecvenţă este aplicat la grila de comandă de heptode unui tub triodă-heptodă, a cărui triodă funcţionează ca oscilator local. Prin alegerea frecvenţei intermediare de 1,6 MHz se obţine o reducere importantă a recepţiei semnalelor de pe canalele vecine. Frecvenţa intermediară este amplificată într-o pentodă cu pantă mare. Detecţia se realizează într-un tub dublă diodă, după care urmează etajul amplificator de audiofrecvenţă

echipat cu un tub triodă-pentodă. Echipamentul de aimentare cu energie electrică debitează pentru circuitele de înaltă tensiune 45 mA sub 180 V iar pentru circuitele de alimentare 2A la 6,3 V. Pentru a se elimina zgomotele de modulaţie, primarul transformatorului de alimentare este recomandabil să fie ecranat.

Radioreceptorul este montat pe un şasiu din tablă de aluminiu, avînd dimensiunile 254 × 127 × 50 mm. Se indică planul găurilor pentru fixarea pieselor, precum şi diagrama de cablaj, după care se dau detalii asupra pieselor utilizate şi a verificării şi punerii la punct a receptorului.

WAGNER, G. **Radioreceptor pentru gama de 2m, cu sensibilitate mare,** Funkamateur, 13 (1964) nr. 1, ianuarie, pag. 4 — 7, 4 fig., 3 ref. bibl.

Se descrie un radioreceptor de mare sensibilitate pentru gama de 2 m, cuprinzînd în total 15 tuburi electronice, un tranzistor, două diode de germaniu şi două tuburi stabilizatoare de tensiune. Se dau detalii numai cu privire la etajele de intrare şi conversie, deoarece restul etajelor, neavînd particularităţi deosebite sînt abordabile oricărui radioamator. Convertorul are la intrare două tuburi EC86 în montaj cascadă urmat de pentoda EF861. Oscilatorul este compus din trei etaje şi este stabilizat cu cuarţ. Cuarţul oscilează pe 23 MHz, iar în urma multiplicării de cinci ori se ajunge la 115 MHz. Oscilatorul cu trei etaje este echipat cu două tuburi, ECF82 şi EF80. Se dau datele tehnice de bobinaj pentru cele 13 bobine ale convertorului şi indicaţii cu privire la alinierea oscilatorului cu ajutorul unui griddipmetru. Se dă şi o schemă pentru alinierea oscilatorului şi o alta pentru circuitele de încălzire (decuplarea lor cu bobine de şoc şi condensatoare). Aparatul este prevăzut cu RAA reglabil, oscilator, separat, S-metru şi altele.

FASSLER, M. **Concentratorul de linii telex,** Techn. Mitt. PTT, 42, (1964) nr. 2, februarie, pag. 61 — 65, 4 fig., 1 ref. bibl.

Liniile de abonaţi telex fiind în general slab utilizate, a apărut necesitatea unor concentratoare care să permită satisfacerea traficului unui număr de posturi printr-un număr redus de circuite de intercomunicaţie. Concentratoare de linii sînt utilizate de mult timp în reţelele telefonice locale pentru distanţe scurte, însă întrucît liniile de abonaţi telex sînt mai lungi decît liniile telefonice locale, concentratoarele telex se realizează pe baza tehnicii telefoniei automate interurbane.

Concentratorul de linii telex descris permite satisfacerea traficului a 20 abonaţi printr-un fascicul de şase linii de intercomunicaţie. Echipamentul terminal al concentratorului cuprinde echipamentele celor 20 linii de abonat, avînd lungimea de pînă la 50 km, dispozitivul de cuplaj al liniilor de abonat cu liniile de intercomunicaţie şi organele de comandă. Echipamentul concentratorului de la centrala telex cuprinde organele de comandă, dispozitivul de decuplaj şi dispozitivele de cuplaj la centrală. Echipamentele sînt realizate exclusiv cu ajutorul releelor. Echipamentele terminale sînt montate în centralele telefonice şi alimentate de la bateria centralei. Distanţa dintre echipamentul terminal şi centrala telex este practic nelimitată. Din momentul cînd abonatul apasă butonul de apel al postului şi pînă la primirea răspunsului centralei trece circa o secundă. Montajul este astfel realizat încît apelul sosind la centrala telex are prioritate asupra apelului plecînd de la centrală. În cazul unui scurtcircuit pe linia abonatului telex, linia este deconectată. La echipamentul terminal şi la centrala telex sînt prevăzute indicatoare de ocupaţie a liniei, iar cînd toate cele şase linii de intercomunicaţie sînt ocupate, dispozitivul răspunde prin semnalul de ocupat la orice nouă încercare de apel ieşire sau de intrare.

BUNIN, D. A. **Întreţinerea cablurilor de telecomunicaţii şi depistarea avariilor cu ajutorul menţinerii lor sub presiune,** Avtomatika, telemehanika i sveazi, 8 (1964) nr. 1, ianuarie, pag. 4 — 7, 7 fig., 4 tabl.

Metodele actuale de determinare a avariilor în cablu, bazate pe măsurarea electrică a izolaţiei firelor nu pot înregistra momentul în care învelişul cablului s-a deteriorat, deci nu permit prevenirea avariilor. În ultimul timp se aplică în acest scop o metodă nouă : menţinerea cablurilor sub presiune constantă de aer. Această metodă face posibilă depistarea punctului atacat de pe înveliş înainte de avarie, precum şi protecţia cablurilor împotriva acţiunii umezelii, prelungindu-se astfel durata lor de funcţionare şi mărindu-se siguranţa lor de lucru.

Determinarea punctului de avarie în cabluri ţinute sub presiune se face folosindu-se izotopi radioactivi sau gaze coloidale.

În prezent noile linii magistrale de cabluri sînt prevăzute cu un surplus de presiune, care face ca învelişul să fie supus unui efort continuu la întindere. Presiunea admisibilă se alege în aşa fel încît diametrul învelişului, pe toată perioada de lucru (40 ... 50 ani), să nu crească cu mai mult de 4%. Se descriu utilajul şi aparatele de măsurat folosite în acest scop.

DAGUET, J. L. **Sistemul Godimex de comprimare a vorbirii,** I.E.E.E. Trans. Audio (1964) nr. 2, martie-aprilie, pag. 63 — 71, 8 fig., 1 tabl., 3 ref. bibl.

În legăturile telefonice, în vederea transmiterii unei cantităţi maxime de informaţii pe canalele disponibile este utilă realizarea unei comprimări a benzii de frecvenţă a semnalului corespunzător vorbirii. În realizarea acestei comprimări se pleacă de la constatarea că acest semnal conţine în cele trei subbenzi de frecvenţă, cîte trei porţiuni corespunzătoare unor niveluri de energie maximă. Asupra acestora se acţionează în vederea comprimării, efectuîndu-se asupra semnalului util, prin anumite mijloace tehnologice, transformări echivalente unor operaţii matematice de extragere de rădăcină pătrată. Se descrie amănunţit metoda practică de lucru : detecţia înfăşurătoarei, introducerea semnalului într-o reţea a cărei mărime de ieşire este proporţională cu rădăcina pătrată a mărimii de intrare, organizarea semnalelor astfel obţinute, componente ale vorbirii, într-un sistem de transmisie multicăi, selecţia semnalelor la recepţie şi transformările echivalente cu o ridicare la pătrat la recepţie. Se descriu amănunţit elementele constructive ale sistemului, insistîndu-se asupra condiţiilor dificile impuse filtrelor, singurele elemente care pot denatura inteligibilitatea transmisiunii

VOGELSANGER, E. **Indicarea taxelor de convorbire la abonat,** Techn. Mitt. PTT, 42 (1964) nr. 3, martie, pag. 125 — 135, 12 fig.

Impulsurile de taxare ale contorului de durată şi zonă sînt transmise în reţeaua telefonică elveţiană atît la contorul de convorbire de la centrală, cît şi la un indicator de taxă montat la abonat, prin intermediul liniei de abonat. Întrucît transmisiunea impulsurilor de taxare are loc chiar în timpul convorbirii, se utilizează o frecvenţă în afara benzii de convorbire. Utilizarea pentru taxare a curentului alternativ de 50 Hz a devenit dificilă o dată cu introducerea taxării, prin impulsuri periodice, întrucît impulsurile de taxare sînt percepute şi incomodează convorbirea prin regularitatea lor. De aceea se experimentează transmisiunea impulsurilor de taxare pe frecvenţa de 12 kHz. Această frecvenţă fiind la limita superioară a zonei de audibilitate, a fost necesar să se introducă filtre şi un amplificator echipat cu tranzistoare pentru indicatorul de taxă de la abonat. Instalaţia de taxare cuprinde o unitate emiţătoare, la centrală, formată dintr-un oscilator şi un filtru de 12 kHz şi o unitate receptoare, la abonat, cuprinzînd un filtru de bandă, un filtru trece jos, un amplificator cu tranzistoare şi modulatorul ; unitatea receptoare este alimentată de la o baterie de acumulatoare cadmiu-nichel de 3,6 V şi 60 mAh, încărcată în permanenţă cu un curent de 5mA, transmis de la centrală pe linia abonatului. În cazul cînd mai mulţi abonaţi sînt conectaţi pe o linie comună sau cînd convorbirile trebuie plătite de terţi, este necesar să se introducă înregistrarea automată a taxelor. La posturile telefonice de la cabinele publice se utilizează dispozitive imprimatoare de taxe pentru fiecare cabină, racordate la un dispozitiv de înregistrare cu relee. Pentru controlul taxării la centrale se utilizează aparatul de control automat Zoller, cu înregistrare pe bandă.

KEVORKIAN, E. **Echipament pentru taxare prin impulsuri periodice în centrale,** Techn. Mitt. PTT, 42 (1964) nr. 3, martie, pag. 115 — 124, 8 fig.

Echipamentul de taxare prin impulsuri periodice cuprinde un circuit de cordon, comun pentru 10 ...15 abonaţi, care, printr-un circuit de registru, stabileşte comunicaţia cu abonatul chemat şi totodată alege cadenţa de taxare corespunzătoare cifrelor selecţionate de abonatul chemător. După ce abonatul chemat răspunde, legătura este stabilită şi cadenţa aleasă este conectată la demultiplicator avînd raportul 16 :1. Releul de taxare, acţionat de demultiplicator, transmite impulsuri la contorul abonatului. Abonaţii conectaţi la un circuit de cordon sînt alimentaţi în derivaţie de un emiţător de cadenţă, printr-un distribuitor de cadenţă şi un comutator de taxă întreagă/taxă redusă. Emiţătorul de cadenţă constituie partea cea mai importantă a sistemului şi poate fi realizat atît prin soluţii electromecanice, cît şi prin soluţii electronice. Echipamentele electronice au dimensiuni mult mai mici decît cele electromecanice, dar trebuie să fie protejate contra impulsurilor parazitare, variaţiilor de temperatură, variaţiei tensiunii de alimentare ; în plus, impulsurile trebuie să aibă o durată corectă de 140 $\pm$ 30 ms. Se trece în revistă diferitele soluţii pentru emiţătorul de cadenţă, plecînd de la un oscilator cu cuarţ de 2000 Hz sau 4000 Hz, a cărui frecvenţă este demultiplicată în 6 sau 7 divizoare binare de frecvenţă conectate în lanţ după care se conectează fie distribuirea de impulsuri, fie circuite logice. Contorul este de tipul cu flux magnetic, în care miezul este adus la saturaţie numai după ce i se aplică patru impulsuri succesive (numărător prin patru). Demultiplicatorul cu raportul 16 : 1 din circuitul de cordon cuprinde trei miezuri, dintre care primul lucrează ca oscilator autoblocat, iar cel de al doilea şi al treilea miez sînt etaje numărătoare prin patru. În caz de deranjament la circuitele de taxare, abonatul nu este debitat cu nici o taxă.

BRINER, H. **Echipamente auxiliare pentru conectoarele de linie,** Technische Mitteilungen PTT (1963), nr. 11, noiembrie, pag. 381 — 401.

Transmiterea programelor de radiodifuziune prin circuitele telefonice este foarte răspîndită în Elveţia. Asigurarea acestei difuzări prin fir denumită „teledifuziune" se poate face atît în audiofrecvenţă în care caz abonatul telefonic respectiv să poată dispune în exclusivitate de circuitul telefonic pentru a-l avea permanent la dispoziţie în scopul comandării la distanţă a selectorului de programe care se găseşte la centrală, precum şi în înaltă frecvenţă (175 ...340 kHz) cînd este posibilă utilizarea aceluiaşi circuit telefonic în scopuri diferite.

Pentru localizarea deranjamentelor a fost necesară punerea la punct a unui aparat de măsurat adecvat portativ.

Pentru supravegherea încărcărilor de trafic respective trebuie să fie prevăzute elemente care să asigure adaptarea aparatelor, utilizate în mod normal în acest scop, avînd intrări de mică impedanţă.

Teledifuziunea asigură recepţia lipistă de paraziţi a mai multor programe radiofonice.

În cazul utilizării sistemului de audiofrecvenţă, selectarea programelor se obţine prin comandarea în joasă frecvenţă a selectorului instalat în centrală. În cazul conectoarelor de linie acest fapt este legat de cheltuieli de investiţii apreciabile.

În cazul programelor transmise prin curenţi de înaltă frecvenţă circuitul poate fi utilizat multiplu, fără violarea secretului de convorbire, prin intermediul unor filtre. În acest mod este posibilă asigurarea cu program a mai multor abonaţi conectaţi la acelaşi circuit.

Pentru asigurarea cu program a unui grup de abonaţi se utilizează filtre de abonat, sistem Hasler, compuse dintr-un filtru „trece sus" pentru cuplarea semnalului de IF, precum şi dintr-un filtru „trece jos", care blochează semnalul IF în direcţia postului telefonic.

Raza de acţiune a filtrelor pasive de ocolire este limitată mai ales de tendinţa actuală se a se utiliza fire de 0,4 mm diametru pe traseele principale ale cablurilor locale.

În acest caz, introducerea semnalului de IF pentru TD la centrala telefonică este similară cu aceea din cazul precedent. La sosire, semnalul TD (teledifuziune) cu curenţi de înaltă frecvenţă trece prin filtre şi corecţii adecvate şi este introdus în circuitele locale de abonat prin intermediul unui amplificator de bandă largă, corespunzător frecvenţei de cale cele mai mari (340 kHz).

Alegerea sistemului de alimentare a abonatului cu semnal TD de IF se stabileşte pe baza curbelor şi datelor din tabele în funcţie de încărcarea reţelei şi tipul conductorilor utilizaţi.

Pentru linii de abonat şi joncţiuni spre centrală se utilizează cabine prefabricate, în care sînt instalate repartitoarele şi echipamentul respectiv.

Cutia de verificare instalată în apropierea echipamentului menţionat, conţine un panou cu nouă chei, un disc selector de apel, un voltmetru şi un ohmmetru combinat, un potenţiometru şi o cheie de verificare. De asemenea aparatul este prevăzut cu un microtelefon. Cordonul de racordare este prevăzut cu o fişă specială pentru măsurări, cu patru contacte ; în stare de repaos, cordonul se înfăşoară pe un suport.

Alimentarea este asigurată prin intermediul unui redresor aflat în aparat.

Exploatarea şi punerea în funcţiune a conectoarelor de linie nu este posibilă decît cu ajutorul unor aparate de măsurat speciale. Cum anumite operaţii importante nu survin însă decît rareori, s-a preferat în locul folosirii cutiei de verificare, să se realizeze în acest scop un aparat portativ.

Aparatul portativ este alimentat dintr-un redresor similar cu acela al cutiei de verificare, dar cu tensiunea de 60 V şi cu polul pozitiv izolat de pămînt. La nevoie, pămîntul se racordează prin intermediul unui jack special.

Aparatul portativ este echipat pentru maximum 15 joncţiuni verificate simultan.

Conectarea unui astfel de aparat pentru măsurarea traficului (VME) necesită contacte independente, închise pe toată durata măsurărilor (a comunicaţiilor), care nu au o altă funcţiune. Cum această condiţie nu este îndeplinită la conectoarele de linie, a fost necesară construirea unui aparat adecvat.

Aparatul de măsurat traficul este util nu numai în cazul conectoarelor de linie, ci şi acolo unde trebuie să nu se perturbe condiţiile existente, spre exemplu, pe liniile de abonat ale centralelor telefonice.

RAYER, F. G. **Amplificator cu tranzistoare şi circuite imprimate,** Radio-Constructor 17, (1964) nr. 8, martie pag. 516 — 519, 5 fig.

Amplificatorul, echipat cu patru tranzistoare şi circuite imprimate, este montat pe o placă de 57 $\times$ 108 mm şi alimentat de la o baterie electrică de 9 V, avînd la intrare fie o rezistenţă mare, fie o rezistenţă mică. Intrarea de mare rezistenţă este destinată pentru conectarea la un picup cu cristal. Placa de montaj are circuitele imprimate, astfel încît piesele pot fi uşor fixate, iar erorile de cablaj sînt mici. Piesele sînt plasate pe partea izolată a plăcii, capetele firelor traversînd placa, iar conexiunile sînt sudate. Se dau indicaţii asupra montării pe placă a tranzistoarelor, condensatoarelor electrolitice şi a rezistenţelor. O grijă deosebită trebuie acordată la sudarea tranzistoarelor, întrucît acestea pot fi degradate printr-o încălzire îndelungată ; pentru aceasta firele de conexiune ale tranzistoarelor trebuie să fie de cel puţin 20 mm. De asemenea, aceste fire nu trebuie să se atingă unul de celălalt. Sensibilitatea amplificatorului este de 300 mV pentru impedanţa mare de intrare — de circa 470 kΩ — şi de 5 mV pentru impedanţa mică de intrare. Curentul de alimentare este de 8 ...12 mA în lipsa semnalului său la volum mic, de 20 ... 25 mA la volum normal şi de 34 ... 40 mA la volum mare. Amplificatorul este prevăzut cu un circuit de reacţie negativă, funcţie de frecvenţă care însă poate fi deconectat ; de asemenea panta circuitului de reacţie în funcţie de frecvenţă poate fi uşor modificată. Se indică lista pieselor, dîndu-se specificaţia lor şi discutîndu-se posibilitatea înlocuirii tranzistoarelor cu altele echivalente.

SCHLENZIG, K. **Aparat pentru măsurat parametrii tranzistoarelor,** Radio und Fernsehen, 1964, nr. 1, ianuarie, pag. 21 — 24, 9 fig.

Măsurarea principalelor mărimi care caracterizează funcţionarea unui tranzistor (curentul invers şi factorul de ampli-

ficare în curent) se poate face cu ajutorul unui aparat obişnuit de măsurat magnetoelectric.

Pentru dimensionarea curentului necesar trebuie cunoscută rezistenţa internă a aparatului, pentru a cărei determinare se indică o metodă. Curentul invers al tranzistorului se citeşte direct pe aparat. Se face apoi o compensare a acestui curent, prin introducerea unui curent egal şi de sens contrar şi din valoarea curentului de bază necesar pentru a aduce curentul de colector, la o anumită valoare fixă (de obicei 1 mA), se deduce factorul de amplificare în curent; alimentarea bazei se face printr-o rezistenţă de valoare mare, pentru a menţine compensarea curentului invers.

Valoarea factorului de amplificare în curent poate fi citită şi direct pe aparat, dacă se neglijează variaţia sa cu punctul de funcţionare şi se consideră că factorul de amplificare este proporţional cu curentul colector, indicat de aparat, curentul de bază fiind menţinut constant. Se dă şi o schemă de evaluare a rezistenţei de intrare (valoarea în curent continuu), mărime importantă la folosirea tranzistoarelor în scheme în contratimp, cînd cele două tranzistoare alese pentru schemă trebuie să prezinte caracteristici identice.

ARONSOHN, R. **Preamplificatoare colectoare pentru magnetofoane,** Revue du Son, nr. 131/132 (1964) martie — aprilie pag. 139 — 140, 2 fig.

Pentru obţinerea unor rezultate mai bune în cazul folosirii magnetofoanelor cu mai multe viteze, se pot utiliza la înregistrare şi redare reţele de egalizare a registrelor sunetelor grave şi ascuţite. La preamplificarea semnalelor de joasă frecvenţă se foloseşte un circuit de contrareacţie al cărui factor de transfer depinde de frecvenţă prin intermediul unui grup de condensatoare şi rezistenţe comutabile, care pentru mai multe viteze de derulare a benzii asigură aceleaşi caracteristici. La preamplificarea semnalelor de frecvenţă ridicată, folosită numai la înregistrare, se utilizează circuite acordate pe frecvenţe ridicate de rezonanţă. Se dau schemele circuitelor egalizatoare echipate cu tubul pentodă EF 86 şi se arată modul lor de adaptare pentru diferite tipuri de şasiuri de magnetofon.

WOODWARD, J. G. **Reducerea distorsiunilor la redarea înregistrărilor stereofonice,** Audio, 48 (1964) nr. 3, martie, pag. 28 — 40 şi 77, 11 fig.

La redarea înregistrărilor de pe discurile stereofonice, în afara distorsiunilor care apar datorită diferenţei dintre înclinările cuţitului acului de imprimare şi respectiv a acului de redare, apar şi o serie de distorsiuni datorate unor fenomene de modulaţie de fază, respectiv apariţiei unor produse de intermodulaţie, datorită geometriei vîrfului acului de redare. Atunci cînd dimensiunile acestui vîrf sînt comparabile cu dimensiunile curburilor urmărite de ac în şanţuri, apar distorsiunile amintite, cu precădere la intensităţi şi frecvenţe mari înregistrate pe porţiunea respectivă a discului. Se propun trei metode de reducere a acestor distorsiuni. În primul rînd, reducerea dimensiunilor vîrfului acului, metodă eficace din punct de vedere strict al distorsiunilor, dar care ridică probleme suplimentare legate de creşterea forţelor de contact şi deci a riscului deformării permanente a pereţilor. A doua metodă presupune neînregistrarea, cu faza inversă a semnalelor obţinute la o primă redare, deci incluzînd distorsiuni, care are ca efect o compensare a acestora. Tot un efect de compensare se poate obţine utilizînd imprimări pe baza simulării semnalelor electrice cu distorsiunile respective. Se prezintă rezultatele obţinute utilizîndu-se un echipament special de compensare a acestui tip de distorsiuni.

VASILIEV, G. **Înregistrarea cu pas variabil,** Radio, nr. 3, (1964) martie, pag. 43 — 44, 4 fig.

Discurile cu durată mare de redare, înregistrate cu pas constant de 0,1 mm, posedă importante avantaje, însă au o gamă dinamică limitată, deoarece la înregistrarea semnalelor puternice, în scopul evitării supramodulaţiei este necesar să se micşoreze în mod artificial amplitudinea de înregistrare, lucru care îngustează gama dinamică a muzicii înregistrate. În ultimul timp a fost propus un sistem de înregistrare cu pas variabil. În acest caz, la semnalele puternice, pasul de înregistrare se lărgeşte în mod automat, iar la semnalele slabe şi în timpul pauzelor, pasul de înregistrare se îngustează. Durata de redare a discurilor înregistrate cu pas variabil este cu 20 ... 25% mai mare decît a discurilor similare, înregistrate cu pas constant. Se analizează echipamentul de înregistrare cu variaţie a pasului şi se prezintă un echipament automatizat simplu, destinat pentru obţinerea pasului variabil la înregistrare. Echipamentul cuprinde: un amplificator de audiofrecvenţă care amplifică semnalele date de către picup, un transductor magnetoelectric şi un motor electric cu reglare în trepte.

WILLIAM, G. **Circuite de cuplaj pentru amplificatoare video,** Techn. Mitt. VEB, 5 (1963), nr. 5, pag. 1 — 18, 9 fig.

Amplificatoarele video ale echipamentelor de transmisiune la mare distanţă trebuie să asigure o calitate deosebit de mare a transmisiunii, încît pe o asemenea cale de transmisiune sînt conectate totdeauna mai multe amplificatoare ale căror erori se însumează. Cu ajutorul schemei de principiu a unui etaj amplificator RC se analizează distorsiunile impulsurilor dreptunghiulare provocate de circuite cu diferite constante de timp în circuitele de grilă, catodice, de grilă ecran şi mai ales în circuitele de cuplaj dintre două etaje de amplificare. Aceste distorsiuni pot fi calculate cu ajutorul unei funcţii tranzitorii simple, în cazurile cînd distorsiunile produse sînt suficient de mici şi nu depăşesc valoarea maximă admisibilă pentru amplificatoarele video. Utilizînd această funcţie tranzitorie şi funcţia ei spectrală, se pot calcula cu uşurinţă distorsiunile cu ajutorul transformării lui Laplace. Întrucît condensatoarele de cuplaj extrem de mari reduc mult limitele superioare ale transmisiunii, se utilizează circuite speciale de cuplaj care produc distorsiuni deosebit de mici ale celui mai mic impuls dreptunghiular, însă nu micşorează frecvenţa limită superioară într-un mod inadmisibil.

Se descriu două circuite de cuplaj deja cunoscute şi un circuit realizat recent, se deduc funcţiile lor de transmisiune şi se calculează valorile diferitelor elemente cu ajutorul funcţiei tranzitorii pentru o distorsiune maximă specificată. În mod similar se determină toleranţele admisibile pentru aceste elemente. Se demonstrează că circuitul de cuplaj realizat recent necesită cele mai mici capacităţi de cuplaj. Aplicînd acestui circuit o reacţie negativă de la ieşirea amplificatorului la intrarea lui, frecvenţa limită superioară poate fi obţinută prin modificarea corespunzătoare a căilor de reacţie negativă, fără a mi fi necesar să se complice circuitul de cuplaj utilizat.

VALCHERA, V. **Televiziunea cu proiecţie,** Wireless World, 69 (1964) nr. 10, octombrie, pag. 511 — 514, 10 fig.

Faţă de receptoarele de televiziune obişnuite, care asigură vizionarea transmisiunilor prin urmărirea directă a imaginilor pe tubul cinescop, sistemele de televiziune asociate cu proiecţii, prezintă anumite avantaje. Astfel, imaginea proiectată poate fi mult mărită fără a se pierde din claritate, nu mai are scînteierile care apar uneori la vizionarea directă, iar efectul prezenţei liniilor, uneori sensibil în condiţiile obişnuite, este complet înlăturat. O astfel de imagine este totodată mult mai puţin obositoare pentru ochi. Se descrie în amănunt realizarea practică a unui astfel de sistem complex de recepţie a emisiunilor televizate, insistîndu-se asupra modificărilor de schemă în etajele de videofrecvenţă ale televizoarelor: în general, etajele de audiofrecvenţă rămîn neschimbate, difuzoarele fiind însă plasate în imediata apropiere a ecranului de proiecţie, pentru regăsirea efectului real. Acest sistem de asociere a televiziunii cu metode de proiecţie se pretează şi la televiziunea în culori, precum şi la sistemele cu sunet stereofonic.

MÜLLER, JOHANNES. **Comportarea sistemelor de televiziune în culori NTSC, SECAM şi PAL, în prezenţa perturbaţiilor externe,** Radio-Mentor, 30 (1964) nr. 3, martie, pag. 205 — 209, 4 fig., 3 tabl., 8 ref. bibl.

Se compară cele trei sisteme de televiziune în culori existente în Europa în ceea ce priveşte interferenţele de origine

externă. În acest scop au fost examinate în detaliu următoarele probleme : sensibilitatea la zgomot în canalele de culoare înaintea codificării, sensibilitatea la zgomot în calea de transmisiune, influența atenuării purtătoarelor de culoare asupra raportului semnal/zgomot al imaginii colorate, precum și sensibilitatea la interferențele periodice. Deosebiri calitative între cele trei sisteme de televiziune în culori apar numai atunci cînd calitatea imaginii nu mai poate fi considerată satisfăcătoare.

Rezultă că, în ceea ce privește zgomotele statistice, sistemul SECAM este într-o oarecare măsură inferior sistemului NTSC. În apropierea limitei de percepție, ambele sisteme sînt aproximativ identice, deși sistemul NTSC este mai avantajos în cazul cînd raportul semnal/zgomot este mic. Între sistemele PAL și NTSC, diferențele măsurate au ordinea de mărime a erorii medii a măsurărilor individuale, astfel că între două sisteme nu există practic diferențe ; aceste observații coincid și cu rezultatele obținute din experiențele efectuate de propagare și de recepție. Din curbele raportului semnal/zgomot pentru interferențe periodice se constată că la alegerea frecvențelor de lucru este indicat să se dea preferință sistemelor NTSC și PAL în comparație cu sistemul SECAM întrucît frecvențele de interferență pot fi făcute egale cu un multiplu întreg al jumătății frecvenței liniilor, astfel încît raportul semnal/zgomot în domeniul crominanței poate fi redus cu pînă la 8 dB.

MOSS, T. S. **Metode de modulație a radiațiilor infraroșii,** Zarubejnaia Radioelektronika (1963), nr. 5, mai, pag. 93 — 104, 1 fig., 6 diagr., 16 ref. bibl.

Se descriu o serie de metode electronice de modulație de înaltă frecvență a radiațiilor infraroșii. Scopul analizei constă în căutarea unui sistem capabil să funcționeze în unde centimetrice.

Se analizează metodele care folosesc următoarele efecte fizice : absorbția radiațiilor de către purtătorii proprii din semiconductor și modulația cu ajutorul injecției de purtători suplimentari sau prin variația vieții purtătorilor sub acțiunea cîmpului electric, absorbția radiațiilor de către semiconductor la trecerea purtătorilor dintr-o zonă valentă într-alta sub acțiunea unui cîmp electric puternic, efectul electro-optic al lui Karr, efectul magneto-optic al lui Faraday, precum și deplasarea barierei spectrale a absorbției optice în semiconductor sub acțiunea cîmpului electric.

Se analizează posibilitatea de mărire a frecvenței și a adîncimii modulației, ținîndu-se seama de limitările de principiu caracteristice metodelor enunțate și de caracteristicile practice ale materialelor existente.

INVENȚII și INOVAȚII

Procedeu și aparat pentru controlul preventiv statistic dimensional al fabricației de piese

În scopul controlului preventiv statistic al dimensiunilor, sînt cunoscute aparate, care în timpul fabricației pieselor pe mașina-unealtă, efectuează măsurarea și înregistrarea dimensiunilor pieselor cu ajutorul unui dispozitiv de memorizare astfel ca atunci cînd se atinge un număr predeterminat de valori succesive în zonele extreme ale limitelor de toleranță, zone defavorabile, este acționat un dispozitiv de comandă a avansului cuțitului mașinii-unelte. Aceste aparate, deși efectuează controlul automat, prezintă dezavantajul că necesită o aparatură relativ complicată, necesită o predeterminare a curbei optime de repartiție dimensională, implicînd totodată și automatizarea întregului ciclu de fabricație.

Sînt de asemenea cunoscute aparate care permit controlul preventiv statistic al fabricației de piese de către o mașină-unealtă prin măsurarea unui număr restrîns de piese din seria de piese prelucrate și la care curba de distribuție dimensională a pieselor măsurate (curba lui Gauss) este redată pe cale mecanică.

Aceste aparate prezintă dezavantajul că necesită o aparatură mecanică relativ complicată, care din cauza uzurilor și jocurilor pieselor în mișcare poate conduce la erori, în plus redarea curbei lui Gauss este destul de incomodă pentru citire și interpretare, iar sensibilitatea destul de redusă.

Aparatul conform invenției nr. 42495 aparținînd ing. Mangiurea Frederic Octavian și ing. Calista Alexandru înlătură aceste dezavantaje prin aceea că permite ridicarea curbei de distribuție statistică dimensională (curba lui Gauss), pentru o serie de piese prelucrate de o mașină-unealtă, curba respectivă fiind redată pe un panou cu lămpi, aprinderea lămpilor fiind comandată de niște selectoare „pas cu pas" în funcție de impulsurile primite de la o serie de tuburi electronice care primesc la rîndul lor comenzi pe grilă în funcție de dimensiunea pieselor măsurate cu un traductor de lungimi, numărul tuburilor electronice fiind corespunzător treptelor de toleranță stabilite.

Se dă mai jos un exemplu de realizare a invenției, în legătură și cu figura care reprezintă schema electrică a aparatului.

Aparatul conform invenției se compune dintr-un traductor de lungimi *1* cu contacte *2*, numărul contactelor fiind variabil în funcție de numărul de trepte în care se împarte cîmpul de toleranțe al pieselor măsurate. Fiecare contact *2* al traductorului este conectat la grila cîte unui tub electronic *3* ... *6* (în cadrul schemei duble triode) care în circuitul anodic sînt prevăzute cu cîte un releu temporizat *7* ... *14*, între fiecare două relee fiind introdus cîte un contact normal închis *15*. Între fiecare catod și grilă este introdus cîte un contact normal deschis *16*.

Releele *7* .. *14* prezintă temporizări diferite, timpul de acționare maxim fiind al releului *7*, care corespunde dimensiunii minime, iar acționarea ultimului releu *14* corespunzător dimensiunii maxime este instantanee.

Panoul semnalizator se compune din mai multe șiruri de lămpi electrice *17*, numărul șirurilor fiind egal cu numărul tuburilor electronice, respectiv cu numărul treptelor de toleranță plus cele două intervale exterioare cîmpului de toleranță, în cazul exemplului reprezentat în schemă, opt șiruri.

Aprinderea lămpilor se face prin intermediul periei *18* a unui selector „pas cu pas" care primește comanda de la un electromagnet *19*, prevăzut în circuitul său cu un contact normal deschis *20*. Peria *18* în poziția zero (figurată în schemă) poate închide circuitul unui releu *21*, care, în această situație, comandă deschiderea unui contact normal închis *22*. De menționat că în figură s-a reprezentat schema de comandă numai a unui singur șir de lămpi, aceasta repetîndu-se pentru toate celelalte șapte șiruri de lămpi.

Întregul sistem de comandă a lămpilor semnalizatoare *17* este prevăzut cu o cheie de comandă *23*, cu trei poziții, care poate închide contactele *24*, *25*, *26* și *27*. Poziția zero a cheii de comandă *23* corespunde situației cînd toate contactele *24* ... *27* sînt deschise, poziția a doua corespunde situației cînd contactele *25* și *26* sînt închise, iar poziția a treia situației cînd contactele *24* și *27* sînt închise.

Pentru reglajul aparatului s-a prevăzut un tub electronic indicator *28* (ochi magic). Alimentarea întregului aparat de

MUSZAKI KÖNYVTÁR ES DOKUMENTÁCIÓS MÚZEUM 1883

la rețea se face prin intermediul unui transformator *29* și sistemelor de redresare *30* și *31*.

În scopul utilizării mai multor traductoare de lungimi etalonate pentru diverse piese cu dimensiuni diferite, utilizînd același panou semnalizator, s-a prevăzut un comutator cu

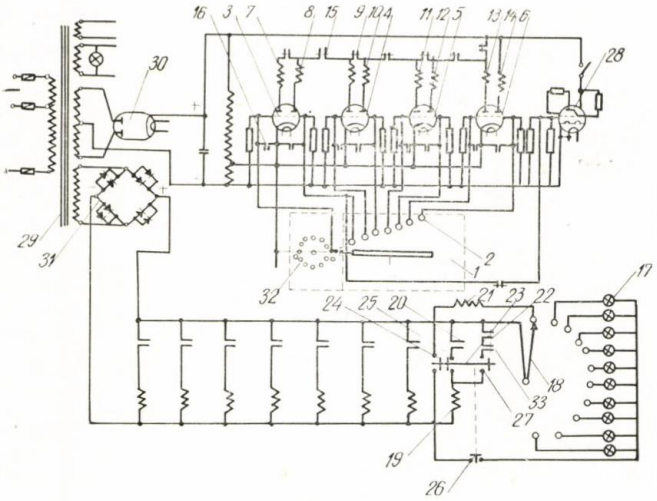


Fig. 1.

ploturi *32* care poate introduce succesiv în circuit fiecare din traductoarele respective.

În vederea ridicării curbei de distribuție statistică dimensională se iau din lotul de piese realizate de o mașină-unealtă un număr de circa 5 ... 25 piese și se introduc succesiv în aparatul de măsură, respectiv sub traductorul cu contacte *1* etalonat astfel încît la limitele extreme de toleranță piesele să facă atingere cu contactele marginale, contactele intermediare împărțind întregul cîmp de toleranță în mai multe trepte.

Prin atingerea de către piesa măsurată a unui contact *2* corespunzător cu dimensiunea sa, se va pozitiva grila corespunzătoare a unuia din tuburile electronice *3* ... *6*, care începe să conducă. Curentul anodic va amorsa releul temporizat respectiv *7* ... *14* din circuitul anodic, care la rîndul său comandă funcționarea electromagnetului *19* corespunzător și închiderea contactului normal deschis *20*.

Dacă piesa măsurată are o astfel de dimensiune încît să scurtcircuiteze de exemplu primele patru contacte *2* ale traductorului de lungime *1*, atunci vor fi pozitivate grilele primelor cinci triode din primele trei tuburi electronice *3*, *4*, *5*. Datorită faptului că în circuitele anodice releele sînt temporizate în mod diferit și anume începînd cu primul tub electronic *3* de la stînga spre dreapta în mod descrescător, funcționarea releului *11* din circuitul anodic al triodei tubului *5* va deschide contactul normal închis *15* anterior, astfel că releele din circuitele anodice respective nu vor funcționa, tuburile neavînd alimentare anodică. Singura triodă care va conduce va fi trioda *5* din tubul *3*. O dată cu aceasta, se închid și contactele normal deschise *16* din circuitul tuburilor electronice *3* ... *5*, realizînd o pozitivare sigură a tuburilor electronice astfel încît schema să funcționeze chiar la un contact mai puțin sigur efectuat de traductorul *1*.

Pentru ridicarea curbei lui Gauss, cheia *23* se așază în poziția corespunzătoare închiderii contactelor *25* și *26*. Funcționarea electromagnetului *19*, corespunzător tubului care a lucrat, comandă trecerea periei *18* de pe poziția zero pe plotul alăturat, efectuîndu-se astfel un pas. În mod corespunzător se va aprinde o lampă *17* din șirul corespunzător dimensiunii piesei măsurate.

În mod similar, pentru alte dimensiuni se va aprinde cîte o lampă în șirul corespunzător dimensiunii respective.

În cazul cînd se măsoară o piesă avînd dimensiunea identică cu a unei piese măsurate anterior, electromagnetul *19*, corespunzător acestei dimensiuni, va comuta peria *18* pe un plot alăturat, ceea ce produce stingerea lămpii care a fost aprinsă și aprinderea, în șirul respectiv, a lămpii imediat superioare, pe panou rămînînd aprinsă astfel pe fiecare șir de lămpi numai lampa corespunzătoare ultimei piese măsurate.

Cînd piesele prezintă o dimensiune situată în afara limitelor de toleranță stabilite, aceasta va fi indicată prin funcționarea primei triode a primului tub electronic *3* și respectiv a ultimei triode a tubului *6* conectată cu ultimul contact a traductorului de lungimi *1*.

După măsurarea lotului de piese de 5 ... 25 bucăți, pe panoul înregistrator va apărea o curbă, materializată prin lămpile aprinse, curbă care constituie repartiția statistică dimensională a pieselor realizate de mașina-unealtă la care s-a efectuat controlul. În funcție de poziția pe panou a curbei respective, precum și în funcție de forma ei, se poate determina modul de lucru al mașinii-unelte, depistîndu-se și tendințele de dereglare a acesteia.

Pentru a aduce aparatul la zero, după efectuarea controlului, se comută cheia *23* pe poziția care închide contactele *24* și *27*.

În această situație, curentul prin bobina electromagnetului *19* se închide prin contactele normal închise *22* și *33*, circuitul bobinei releului *21* fiind de asemenea închis prin contactele *24*, în momentul cînd peria *18* revine pe poziția zero. Aducerea la zero decurge astfel: curentul închizîndu-se prin bobina electromagnetului *19* atrage armătura periei *18* cu un pas și în același timp provoacă deschiderea contactului *33*. Electromagnetul *19* nemaifiind alimentat, armătura sa revine în poziția inițială închizînd din nou contactul *33*, pregătind astfel o nouă funcționare.

Închiderea contactului *33* face ca electromagnetul *19*, să fie din nou alimentat, iar peria *18* să mai execute un pas, operațiile repetîndu-se succesiv pînă cînd peria *18* vine pe plotul corespunzător poziției zero. În această poziție se închide alimentarea bobinei cu acționare instantanee *21*, care provoacă deschiderea contactului *22* și astfel alimentarea electromagnetului *19* este întreruptă definitiv.

După aducerea la zero, cheia *23* se trece di n nou pe poziția inițială, aparatul fiind pregătit pentru a ridica o nouă curbă.

Poziția intermediară a cheii *23*, cînd toate contactele *24*, *25*, *26* și *27* sînt deschise, permite păstrarea curbei lui Gauss în aparat pentru a fi analizată ulterior, păstrarea acesteia constînd în blocarea periilor *18* în pozițiile finale la care au ajuns, fără ca lămpile să fie aprinse. Aprinderea lămpilor, corespunzătoare curbei reținută de aparat, se face prin simpla comutare a cheii *23* pe poziția de lucru.

Înaintea ridicării curbei statistice de distribuție dimensională, aparatul este etalonat pentru limitele de toleranță tehnologice stabilite piesei măsurate, etalonarea efectuîndu-se cu ajutorul unor cale astfel ca la dimensiunea minimă tolerată să corespundă aprinderea pe panoul semnalizator a șirului de lămpi din stînga, iar pentru dimensiunea maximă tolerată să corespundă aprinderea șirului de lămpi din dreapta panoului.

Aparatul conform invenției prezintă următoarele avantaje:

— prin interpretarea corectă a curbei lui Gauss ridicată pe panoul înregistrator, permite predeterminarea momentului apariției pieselor cu dimensiuni situate în afara limitelor de toleranță, ceea ce conduce la posibilitatea reglării din timp a mașinii-unelte;

— prin redarea prin puncte luminoase, respectiv prin lămpi, a curbei lui Gauss, citirea ei se face comod;

— posibilitatea menținerii curbei în aparat fără a ține sub tensiune lămpile panoului înregistrator, conduce la o utilizare mai rațională a lămpilor panoului în cazurile cînd apare necesitatea unei analize ulterioare a curbei;

— poate fi folosit la ridicarea curbei de repartiție statistică dimensională la mai multe mașini-unelte la același panou înregistrator, utilizînd traductoare etalonate în prealabil pentru mai multe dimensiuni și care pot fi introduse succesiv în schema aparatului prin intermediul unui comutator cu mai multe poziții.

SOMMAIRE

621.395.345.

Nissim, S. *La technique électronique dans la commutation téléphonique automatique.*

On expose les principes de fonctionnement des commutateurs téléphoniques électroniques à division de temps et d'espace, en analysant la structure et les fonctions fondamentales de concentration, commutation et interprétation des données. On décrit les équipements de deux centraux automatiques électroniques et on en présente les principales caractéristiques.

TELECOMUNICAŢII, Bucarest, 8 (1964), no. 9, p. 354–359

621.315.2/5.002.2(498)

Cruceru, C. *Réalisations et perspectives de l'industrie roumaine des câbles de télécommunications.*

On étale une succinte déscription des types de câbles produits par la fabrique de câbles et de matériaux isolants (FCME), tout en soulignant la contribution apportéé par cette usine au développement des réseaux de télécomunications.

TELECOMUNICAŢII, Bucarest, 8 (1964), no. 9, p. 359–363

621.396.9

Roth, I. *L'intégration des systemes de télécommunications par satellites dans un systeme mondial des télécommunications*

On expose certaines considérations générales sur la réalisation d'un système mondial des télécommunications et on décrit plusieurs types de systèmes de télécommunications par satellites.

TELECOMUNICAŢII, Bucarest, 8 (1964), no. 9, p. 363–369

621.791.3 :621.38,002

Cojocaru, T. *Les procès physiques dans la technologie du brasage de l'appareillage électronique.*

L'article décrit les procès physiques et chimiques complexes qui ont lieu sur la surface de contact de deux métaux qu'on réunit par brasage dans un montage radioélectrique.

On explique l'intéraction des tensions superficielles à la surface des métaux et de la brasure ainsi que l'action du fluide décapant sur la surface des métaux pendant le procès de brasage.

TELECOMUNICAŢII, Bucarest, 8 (1964), no. 9, p. 369–374

621.396.62

Mihăilescu, E. *Le récepteur S 641 A*

On présente le schéma de principe et les détails de fonctionnement du nouvel appareil produit par les Usines „Electronica".

TELECOMUNICAŢII, Bucarest, 8 (1964), no. 9, p. 374–377

CONTENTS

621.395.345

Nissim, S. *The electronic technique in the automatic telephone exchange.*

The functionment principles of the electronic automatic exchange equipment with time-and space division are exposed. The structure and the basic functions of concentration, switching and data processing are analysed. Two electronic automatic telephone exchange are described and their principal features are emphasized.

TELECOMUNICAŢII, Bucharest, 8 (1964), nr. 9 p. 354–359

621.315.2/5.002.2 (498)

Cruceru, C. *Achievements and expectations in the roumanian telecommunications cable industry.*

A succint description of the cable types produced by the Cable and Insulating material Works (FCME) is submitted together with some considerations about the contribution of those works to the development of the telecomumnication networks.

TELECOMUNICAŢII, Bucharest, 8 (1964), nr. 9 p. 359–363

621.396.9

Roth, I. *The inclusion of satellite telecommunication systems in a mondial telecommunication system.*

Some general considerations are made, concerning the realisation of a mondial telecommunication system and various systems of satellite communications are described.

TELECOMUNICAŢII, Bucharest, 8 (1964), nr. 9, p. 363–369

621.791.3 :621.38.002

Cojocaru, T. *Physical processes in the sticking technology of the electronic equipment.*

The paper deals with the complex physical and chemical processes which occurs at the contact surface of the joint metals in an electronic equipment.

The interaction of the surface tensions between the metals and the sticking alloy is described, as well as the influence of the pickler on the surface of the metals during the sticking process.

TELECOMUNICAŢII, Bucharest, 8 (1964), nr. 9, p. 369–374

621.396.62

Mihăilescu, E. *The radio receiver S 641 A*

The structure and functionnement details of the new receiver produced by the „Electronica" works are presented.

TELECOMUNICAŢII, Bucharest, 8 (1964), nr. 9, p. 374–377

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

M.I.C.M.

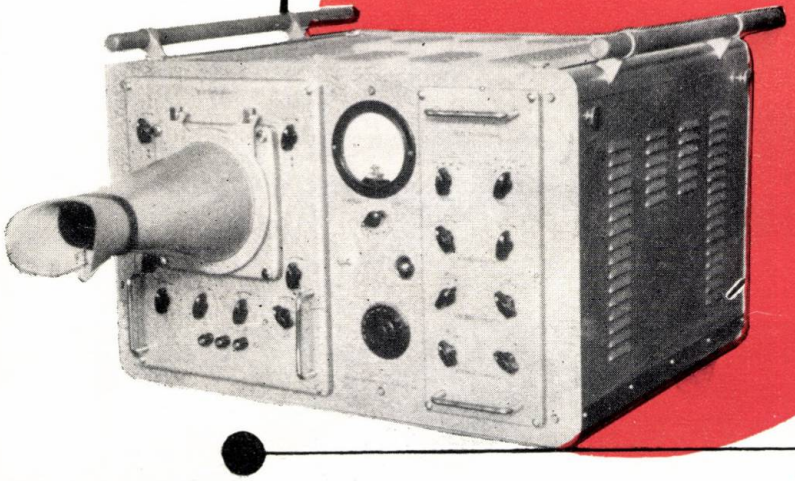
I.C.P.E.

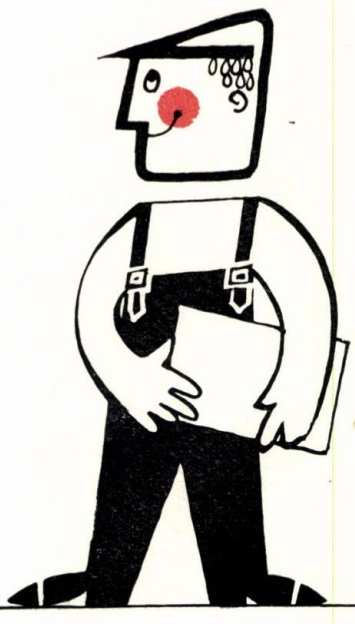
INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

Bucureşti — Bd. T. Vladimirescu 45 — Telefon: 16.41.40 — 16.41.48

primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din ţară.

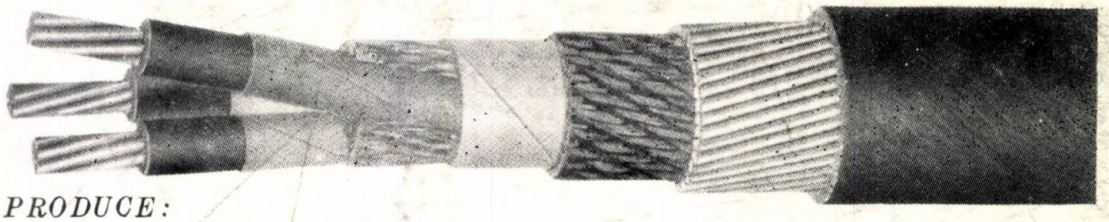
Institutul execută studii, încercări, omologări şi execuţii de prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, schemelor complexe electrice şi electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice, cum şi proiectări pentru uzine şi fabrici cu acest profil.





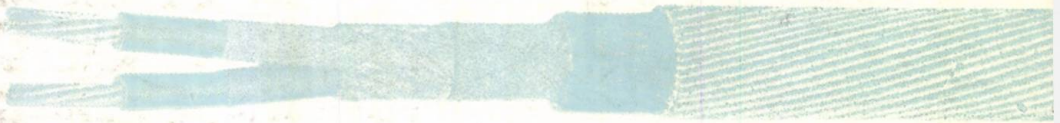
FABRICA DE CABLURI ȘI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

BUCUREȘTI ◆ ȘOS. GĂRII CĂTELU NR. 4

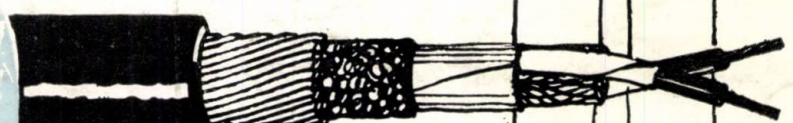


PRODUCE:

- **Cabluri de forță cu izolație de hîrtie în manta de plumb**
- **Cabluri de forță cu izolație și manta de P.V.C.**



- **Cabluri de telecomunicații**
- **Conducte pentru instalații fixe, instalații mobile și pentru autovehicule**
- **Conductoare pentru bobinaj cu izolație de hîrtie, bumbac, email, fire de sticlă etc.**
- **Materiale electroizolante: Pertinax, Textolit, Micabandă, Lacuri etc.**



Firmele exportatoare ale produselor F. C. M. E.

METALIMPORT ȘI TEHNOIMPORT — BUCUREȘTI